

Grado en Ingeniería en Tecnologías Industriales
2017-2018

Trabajo Fin de Grado

“Efecto de la frecuencia de conmutación en el convertidor CC/CC con topología reductora”

Daniel Ruiz Bastante

Tutor

Cristina Fernández Herrero

Leganés 25 de septiembre de 2018



[Incluir en el caso del interés de su publicación en el archivo abierto]

Esta obra se encuentra sujeta a la licencia Creative Commons **Reconocimiento – No Comercial – Sin Obra Derivada**

RESUMEN

Este Trabajo de Fin de Grado se centra en el estudio comparativo de tamaño y rendimiento de un convertidor de potencia síncrono, basado concretamente en la topología de convertidor reductor. Se compararán dos tecnologías electrónicas distintas, con especificaciones idénticas de trabajo y la misma topología, para poder comparar el rendimiento de trabajo. La diferencia entre una y otra radica en la frecuencia de conmutación y en los materiales de los componentes electrónicos utilizados. Los componentes seleccionados para el estudio son de tipo encapsulados SMD(*Surface-Mount Device*). Los componentes principales de cada tarjeta electrónica serán el IR2110s con tecnología de silicio para baja frecuencia y LMG5200 con tecnología de nitruro de galio (GaN) para alta frecuencia.

Se ha utilizado el programa Kicad para el diseño de las dos PCBs (*Printed Circuit Board*). Al utilizar tarjetas electrónicas se evita las pérdidas de potencia por conducción.

A continuación, con el programa LTspice se simula el funcionamiento de los dos circuitos de potencia para obtener el rendimiento y poder realizar la comparación entre ambas.

Por último, se plantea la toma de medidas del rendimiento real directamente en las PCBs fabricadas con los instrumentos de medida correspondientes.

Se observa que la tecnología GaN mejora drásticamente la aplicación del circuito, permitiéndole trabajar en mayor frecuencia sin tener pérdidas de potencia.

Palabras clave: GaN, Síncrono, PCB, Rendimiento, Potencia

AGRADECIMIENTOS

Quisiera agradecer a todos los que me han apoyado en la realización de este proyecto.

Principalmente a mi tutora, Cristina Fernández por sus enseñanzas y dedicación.

Agradecer también, al departamento de electrónica, que ha hecho posible la realización de este trabajo.

A mi compañera Carolina y a mi familia, por su incondicional apoyo durante mi etapa universitaria, muchas gracias.

ÍNDICE DE CONTENIDO

1. INTRODUCCIÓN	1
1.1. Motivación	1
1.2. Marco legal	3
1.3. Entorno socioeconómico	4
1.4. Objetivos	5
2. EL CONVERTIDOR REDUCTOR	7
2.1. Introducción al convertidor reductor	7
2.2. Cálculo de ecuaciones del convertidor reductor	8
2.2.3. Valores eficaces	10
3. Diseño del circuito electrónico	11
3.1. Diseño de los componentes del convertidor reductor de 100 kHz	11
3.1.1. Selección del MOSFET	12
3.1.2. Diseño de la bobina	13
3.1.3. Diseño del condensador de salida y entrada	14
3.1.4. Diseño de la carga	15
3.2. Diseño de los componentes del convertidor reductor de 1 MHz	15
3.2.1. Diseño de la bobina de alta frecuencia	17
3.2.2. Diseño de los condensadores de entrada y salida de alta frecuencia.	17
4. Diseño de las tarjetas de circuito impreso	19
4.1. Diseño de PCB correspondiente al convertidor reductor de 100 kHz	19
4.1.1. Procedimientos en Kicad	20
4.1.2. Etapas de la tarjeta electrónica	21
4.2. Diseño de PCB correspondiente al convertidor reductor de 1MHz	22
4.2.1. Procedimientos en Kicad	23
4.2.2. Etapas de la tarjeta electrónica	24
5. Análisis de los convertidores: simulaciones y medidas experimentales	25
5.1. Simulaciones	25
5.1.2. Simulador del convertidor reductor a 100 kHz	26
5.1.3. Simulación convertidor reductor a MHz	30
5.2. Medidas Experimentales	34
5.2.1. Medidas Experimentales sobre PCB correspondiente al convertidor reductor de 100 kHz	34

5.2.2. Medidas Experimentales sobre PCB del convertidor reductor a 1MHz	37
6. Presupuesto	40
7. Conclusiones	43
7.1. Propuestas de mejoras	45
8. Bibliografía	47

ÍNDICE DE FIGURA

Fig. 2.1. Esquema convertidor reductor. V_{in} es la tensión de entrada. V_o es la tensión de salida. L representa la bobina. C representa el condensador. S el camino que sigue la corriente con el circuito cerrado. V_f representa el diodo, en el caso de este proyecto tanto el interruptor como el diodo serán MOSFETs.	7
Fig. 3.1. Esquema de conexión eléctrica correspondiente al diseño de la PCB de 100KHz.	11
Fig. 3.2. Datasheet IR2110s. Esquema de conexión eléctrico para el componente IR2110s [7, Fig. 1].	12
Fig. 3.3. Datasheet IRF7854PbF. Footprint y encapsulado del MOSFET (pág1).	13
Fig. 3.4. Esquema del LMG5200 simplificado. HI señal de disparo 1. L1 señal de disparo 2. VCC alimentación del componente. AGND tierra. VIN tensión de entrada. SW tensión de salida. PGND tierra.	16
Fig. 3.5. Diagrama de conexión del LMG5200. Conexión adaptada para trabajar como un convertidor Buck.	16
Fig. 4.1 Imagen correspondiente al enrutado en la parte delantera de la PCB del convertidor de baja frecuencia	20
Fig. 4.2 Figura correspondiente al enrutado de la parte trasera de la PCB del convertidor de baja frecuencia.	21
Fig. 4.3. Esquemático de conexión de la PCB correspondiente a 1MHz de frecuencia de conmutación.	22
Fig. 5.1. Esquema LTspice. L1 representa la bobina. C1 el condensador de salida. R1 la carga. MOSFETs de simulación.	25
Fig. 5.2. Disparo de los MOSFET simulación. Ejemplo con tiempos muertos pequeños a 50KHz de frecuencia. DisparoHI controla el primer MOSFET y DisparoLI el segundo. Tensión frente a tiempo.	26
Fig. 5.3. Rizado de intensidad de corriente por la bobina correspondiente a convertidor reductor a 100 kHz de frecuencia de conmutación.	27
Fig. 5.4. Rizado de intensidad de corriente por el condensador correspondiente a convertidor reductor a 100 kHz de frecuencia de conmutación.	28
Fig. 5.5. Tensión en la carga convertidor reductor de 100 kHz de frecuencia de conmutación a 50 kHz.	28
Fig. 5.6. Tensión en la carga convertidor reductor a 100 kHz.	29
Fig. 5.7. Tensión en la carga convertidor reductor a 100 kHz de frecuencia de conmutación a 500 kHz.	29
Fig. 5.8. Rizado de intensidad de corriente por la bobina correspondiente al convertidor a 1 MHz de frecuencia de conmutación.	31
Fig. 5.9. Rizado de intensidad de corriente por el condensador correspondiente al convertidor a 1 MHz de conmutación.	32

Fig. 5.10. Tensión en la carga del convertidor de 1 MHz a 100 kHz.	32
Fig. 5.11. Tensión en la carga del convertidor de 1 MHz a 500 kHz.	33
Fig. 5.12. Tensión en la carga del convertidor de 1 MHz a 1 MHz.	33
Fig. 5.13. PCB del convertidor reductor a 100 kHz. Montaje final de la tarjeta electrónica de baja frecuencia.	35
Fig. 5.14. Imagen de conexión del circuito correspondiente al convertidor reductor de potencia a MHz.	37
Fig. 6.1. Tabla salarial del convenio colectivo de empresas de ingeniería y oficinas de estudios técnicos.	41

ÍNDICE DE TABLAS

TABLA 3.2. DATOS CONOCIDOS DE LA BOBINA	13
TABLA 3.3. DATOS CONOCIDOS DEL CONDENSADOR	14
TABLA 3.3. DATOS CONOCIDOS DEL CONDENSADOR	15
TABLA 3.6. DATOS CONOCIDOS DEL CONDENSADOR	18
TABLA 4.1. LISTA DE COMPONENTES PCB BAJA FRECUENCIA	19
TABLA 4.2. LISTA DE COMPONENTES PCB ALTA FRECUENCIA	22
TABLA 5.1. TENSIÓN E INTENSIDAD DE ENTRADA Y SALIDA PARA CADA FRECUENCIA DEL CONVERTIDOR REDUCTOR A 100 KHZ	30
TABLA 5.2. TENSIÓN E INTENSIDAD DE ENTRADA Y SALIDA PARA CADA FRECUENCIA DEL CONVERTIDOR DE 1 MHZ	34
TABLA 5.3. TABLA DE CONEXIÓN DE LA PCB CORRESPONDIENTE AL CIRCUITO REDUCTOR DE POTENCIA DE 100 KHZ	35
TABLA 5.4. TENSIÓN E INTENSIDAD DE ENTRADA Y SALIDA REAL PARA CADA FRECUENCIA DEL CONVERTIDOR REDUCTOR DE 1 KHZ	36
TABLA 5.5. TABLA DE CONEXIÓN DE LA PCB DEL CONVERTIDOR REDUCTOR A 1 MHZ	38
TABLA 5.6. TENSIÓN E INTENSIDAD DE ENTRADA Y SALIDA REAL PARA CADA FRECUENCIA DEL CONVERTIDOR A 1 MHZ	39
TABLA 6.1. COSTE DE COMPONENTES	40
TABLA 6.2. COSTE DE MANO DE OBRA	42
TABLA 6.4. COSTE TOTAL	42
TABLA 7.1. COMPARACIÓN ENTRE LAS TARJETAS ELECTRÓNICAS	43

1. INTRODUCCIÓN

1.1. Motivación

Comparando los dispositivos electrónicos en una línea temporal, se observa que hoy en día, los circuitos electrónicos son más potentes y mucho más pequeños que sus predecesores, pudiendo procesar mucha más información en un menor tamaño y con mayor autonomía. Estos sucesos se deben a la evolución y desarrollo de componentes electrónicos. Los smartphones son el mejor ejemplo de este hecho, al representar una aplicación de electrónica de consumo que requiere un desarrollo tecnológico avanzado: integración electrónica, diseño del sistema, gestión térmica, etc.

Para analizar la evolución del tamaño de los dispositivos electrónicos de uso común, el primer ordenador programable fue diseñado por Konrad Zuse [1] en 1935, conocido como Z1. Este ordenador usaba fusibles y relés para realizar los cálculos binarios. Se manejaban números de 22 bits de coma flotante y su tecnología le permitía trabajar a una frecuencia de 1Hz. Estas dos características tan solo le permitían trabajar con 6 modos de funcionamiento, entre ellos sumar, restar, multiplicar y dividir. La máquina pesaba alrededor de una tonelada.

Sin embargo, a mediados del siglo XX se descubrió que con los materiales semiconductores podían fabricarse dispositivos electrónicos (transistores), capaces de realizar las mismas funciones que las válvulas de vacío. Este descubrimiento hizo posible la aparición de los primeros circuitos integrados y dio comienzo a una revolución tecnológica.

Los transistores [2] son dispositivos con dos funciones básicas, regular el flujo de corriente actuando como un interruptor y amplificar las señales electrónicas. Nacen de la necesidad de sustituir a los tubos de vacío y relés, que no solo eran demasiado robustos, sino también tenían pérdidas de energía. Los transistores destacan por ser más económicos y tener mejores prestaciones eléctricas, facilitando el diseño de circuitos electrónicos de reducido tamaño. El silicio es el material utilizado durante la década de los 70 y 80 para los transistores semiconductores. En concreto, el MOSFET [3] de silicio (*Metal-oxide-semiconductor Field-effect transistor*) aparece como el componente de referencia para un sistema de potencia.

En 1965 Moore (Gordon E. Moore. San Francisco, California, 1929) [4] el fundador de Intel junto a Robert Noyc, formuló una ley empírica según la cual aproximadamente cada dos años se duplica el número de transistores en un microprocesador, teoría que se sigue cumpliendo en la actualidad. Por ello hoy en día se tiene acceso a ordenadores de todo tipo de especificaciones, no solo de menor tamaño que el Z1, sino que también con una capacidad de trabajo muy superior.

El incremento en el número de transistores integrados en el mismo dispositivo ha permitido implementar múltiples procesadores de alta velocidad en un único dado. Estos procesadores

avanzados son excepcionalmente potentes, pero suponen un reto desde el punto de vista del circuito de alimentación, ya que requieren una tensión de alimentación próxima a 1 V. Con los procesadores de hoy requiriendo en torno a 100 W, la corriente demandada puede llegar a ser 100 A. Por lo tanto, no tiene sentido trabajar en la miniaturización de los dispositivos de procesamiento manteniendo el tamaño del resto de circuitos electrónicos que les dan servicio, como la fuente de alimentación.

Este trabajo fin de grado está centrado en los circuitos electrónicos para la gestión de la energía (Electrónica de Potencia), y más concretamente en los convertidores continua-continua conmutados. Este tipo de circuitos se encargan de acondicionar el nivel de tensión continua proporcionado por una fuente de energía, para asegurar a su salida una tensión continua y en los niveles de tensión requeridos por la carga.

Los convertidores conmutados se caracterizan por estar formados por interruptores en conmutación (transistores) acompañados de elementos reactivos (bobinas y condensadores).

La principal ventaja de trabajar con componentes en conmutación es que la tensión y la corriente idealmente no conviven, minimizando las pérdidas. Por tanto, las características que se esperan de un interruptor ideal son velocidad de conmutación infinita, valor nulo en resistencia eléctrica en conducción y precio barato. Sin embargo, en la realidad los elementos de conmutación presentan una caída de tensión en conducción (origen de pérdidas de conducción) y unas características dinámicas por las que tensión y corriente conviven parcialmente durante el encendido y el apagado (causa de las pérdidas de conmutación y límite en la frecuencia de conmutación). Los dispositivos de conmutación empleados en la actualidad en las fuentes de alimentación son fundamentalmente MOSFET de Silicio o IGBT de Silicio, conmutando en rangos entre las decenas y las centenas de kHz.

En cuanto a la utilización de componentes reactivos, se trata de elementos capaces de almacenar energía e idealmente sus pérdidas de conducción son nulas. Sin embargo, en la realidad, y debido a las características constructivas de bobinas y condensadores, estos elementos presentan parásitos de naturaleza resistiva que originan pérdidas de potencia.

En la investigación sobre nuevos dispositivos, para proporcionar alternativas al MOSFET y al IGBT de Silicio, se ha encontrado que entre los materiales semiconductores con mayor potencial futuro destacan los de banda prohibida ancha (“Wide Band Gap”, WBG), en particular el nitruro de galio (GaN) y el carburo de silicio (SiC) [5]. Debido a sus propiedades físicas, los semiconductores de banda ancha, tienen una mejor conductividad térmica que el silicio, menores pérdidas en conmutación y menor precio de fabricación. Una de las claves del bajo coste de producción es que se aprovecharon las fábricas de los MOSFET de silicio y se adaptaron a la nueva tecnología de dispositivos GaN. Además, otro factor que influye en el coste de producción es que los dispositivos GaN son más pequeños que los dispositivos de silicio. Se pueden fabricar varios dispositivos de GaN con un oblea. Se reduce la materia prima

necesaria para la fabricación. En concreto, los dispositivos basados en GaN [6] tienen las siguientes características en comparación con los dispositivos de silicio:

- Menor resistencia, lo que reduce las pérdidas por conducción.
- Mayor ancho de banda, lo que reduce las pérdidas por conmutación.
- Menor capacitancia, lo que reduce pérdidas al cargar dispositivos.
- Se necesita menor potencia de disparo en las señales de control.
- Dispositivos más pequeños, lo que permite reducir el área de la tarjeta electrónica.

A la vista de estas ventajas, empleando sistemas electrónicos basados en materiales de banda ancha se espera una reducción del peso del sistema. Por un lado, la reducción en las pérdidas de conducción y conmutación supone no tener que diseñar la fuente de alimentación para evacuar ese calor, reduciendo su tamaño. Por otra parte, trabajar con frecuencias de conmutación mayores permite reducir el valor de los elementos reactivos que almacenan la energía (bobinas y condensadores), que son elementos voluminosos dentro de la fuente de alimentación.

Dentro de este contexto de interés en la miniaturización de los convertidores CC/CC conmutados, es interesante estudiar con un caso práctico el efecto de la frecuencia y el uso de diferentes tecnologías tanto en el tamaño como en el rendimiento.

1.2. Marco legal

La legislación que contempla a los convertidores de energía es el Reglamento (UE) No 548/2014 de la Comisión de 21 de mayo de 2014 por el que se desarrolla la Directiva 2009/125/CE del Parlamento Europeo y del Consejo en lo que respecta a los transformadores de potencia pequeños, medianos y grandes. Como el proyecto es de mera investigación, no queda totalmente enmarcado, si se siguen ciertas pautas descritas en el Reglamento (UE). Y en el caso de introducir en el mercado un sistema similar referente al de este proyecto de comparación entre modelos debería seguir las normas en el marco regulatorio que respecta; además del seguimiento del marco de Directiva 2009/125/CE del Parlamento Europeo y del Consejo de 21 de octubre de 2009 por la que se instaure un marco para el establecimiento de requisitos de diseño ecológico aplicables a los productos relacionados con la energía.

En la actualidad existe una gran preocupación por el impacto medioambiental en el diseño de estos componentes electrónicos, ya que se utilizan materias primas como el cobre, hierro, resina o el aluminio, por lo que se establece unos requisitos con respecto al diseño, y al tratamiento al final de la vida útil del mismo en el art. 3 del Reglamento (UE)

1.3. Entorno socioeconómico

Con el objetivo de describir el entorno socioeconómico en el que se encuentran los semiconductores de tecnología GaN, es decir, el impacto que ha causado la revolución de dicha tecnología en varios ámbitos de la sociedad, se va a consultar información en GaN Systems [7] (compañía pionera y líder en productos GaN) .

GaN Systems se suma a la carrera por ser el líder de mercado de la tecnología revolucionaria y apuestan por el uso de la tecnología GaN en los semiconductores de potencia para innovar en diferentes industrias relevantes de energía.

Presenta cinco entornos de tecnología donde aplica componentes de banda ancha,:

- Electrónica de consumo. Los dispositivos electrónicos se encuentran en muchos aspectos de nuestra vida cotidiana. Una diferenciación competitiva sería la capacidad de utilizar la carga rápida de forma eficiente. Por ejemplo, los cargadores inalámbricos se están convirtiendo en un requisito del consumidor, razón por la cuál, los fabricantes de fuentes de alimentación deben evolucionar en diseño, utilidad y eficiencia. Con el uso de la tecnología GaN consiguen:
 - Reducir el tamaño de adaptadores 5 veces
 - Multiplicar por 50 la transferencia de potencia inalámbrica.
- Almacenamiento de datos. Nuevas tecnologías como IoT [8] (Internet of the Things), los wearables [9] (dispositivos electrónicos “vestibles”) y el aprendizaje automático llevan a una sociedad más intensiva en datos. Se prevé en los próximos años pasar de 8 mil millones de dispositivos conectados a Internet a 30 mil millones. Esto se traduce en un aumento de datos desde 4 zetabytes a 44 zetabytes. Por tanto, se debe reconsiderar nuestro pensamiento a corto y largo plazo sobre el riesgo, diseño, energía y la sostenibilidad en los centros de almacenamiento de datos para lograr tanto objetivos financieros y responsabilidad corporativa global. En este ámbito se logra:
 - Aumentar la densidad de potencia en un 50 %.
 - Reducir las pérdidas de potencia en un 40 %.
- Energía renovable. La sociedad se enfrenta al problema de la contaminación ambiental y de la forma de reducir emisiones de CO2 es uno de ellos. Aparece el objetivo futuro de construir una sociedad basada en energía renovable, se prevé que la energía renovable supondrá más del 25% de la generación eléctrica mundial para 2020 en comparación con el 19% en la actualidad. Para lograrlo se buscan innovaciones para conseguir el almacenamiento de energía eficiente de la energía. En este ámbito se logra:
 - Aumentar la densidad de potencia en un 20 %.
 - Reducir las pérdidas de potencia en un 50 %.

- Industrial. Hoy en día, la mayor parte de las fábricas están automatizadas, lo que supone gastos extra en electricidad. Para mantener al mínimo este gasto se pueden desarrollar nuevas prácticas operativas que permitan aumentar el rendimiento en los motores de los robots. Se consigue:
 - Reducir la unidad del motor un 50 %.
 - Aumentar el rendimiento energético un 30 %.
- Automovilística. Se está viviendo una revolución en el ámbito del automóvil con la incorporación de los modelos de coches totalmente eléctricos. Se consiguen los siguientes beneficios:
 - Aumento de la densidad de potencia en un 300%.
 - Reducción de pérdidas de potencia de un 50%.

Tras ver algunos entornos donde afecta la tecnología GaN y capacidad para aumentar no solo el rendimiento, si no también reducir el tamaño del dispositivo.

1.4. Objetivos

Tras enmarcar la tecnología de semiconductores GaN en el mercado y ver la diversidad de ámbitos que puede abarcar, es interesante comparar dicha tecnología con la predecesora. Por lo cual, el objetivo de este proyecto es comparar el tamaño y rendimiento de dos diseños de circuitos electrónicos trabajando a diferentes frecuencias y empleando dispositivos semiconductores diferentes (Si y GaN).

Se ha escogido como convertidor CC/CC el convertidor “buck” (convertidor reductor) para trabajar con medidas de voltaje manejables en el laboratorio sin ningún riesgo. La simplicidad de la topología facilita en gran medida el estudio y permite diferenciar fácilmente los puntos de interés.

La empresa Texas Instruments proporciona los dispositivos GaN LMG5200, que si bien no son MOSFETs, se pueden emplear en el convertidor conmutado de forma equivalente a los MOSFETs. Estos dispositivos soportan una tensión de 80 V. Para realizar una comparación apropiada de ambos diseños, se buscan dispositivos de Si que soporten la misma tensión y corriente que el LMG5200:

TABLA 1.1. DATOS INICIALES

Frecuencia de conmutación (A y B)	100 kHz	1 MHz
Tensión de entrada	24 V	24 V
Intensidad de entrada	1 A	1 A
Tensión de salida	12 V	12 V
Intensidad de salida	2 A	2 A
Potencia	24 W	24 W
Rizado de intensidad en la bobina	30 %	30 %
Rizado de tensión en el condensador de salida	1% del valor nominal	1% del valor nominal
Ciclo de trabajo (D)	0,5	0,5

Para alcanzar dicho objetivo, se llevan a cabo las siguientes tareas:

- Se profundizará en el estudio del convertidor reductor CC/CC.
- Se diseñarán los componentes que forma parte del circuito electrónico de potencia para ambas PCBs.
- El diseño de las PCB de ambos modelos debe ser moderno. Los componentes elegidos usan encapsulados SMD, óptimos para el montaje superficial.
- Se diseñará una PCB desde cero: esquema eléctrico, asociación de componentes y esquema de *footprints* (huellas).
- Se simularán las etapas de potencia de ambos diseños con el objetivo de comparar el rendimiento conseguido con ambas tecnologías.
- Conocer y entender la modulación de la PWM tanto en simulación como en los pulsos experimentales para modificarla y adaptarla en cada caso de estudio.
- Se hará el montaje de la PCB correspondiente a a la frecuencia de conmutación de 100 kHz.
- Se tomarán medidas en el laboratorio de tensión e intensidad de entrada y de salida para la comparación de rendimiento entre las dos PCBs.
- Se realizará la comparación final entre ambas PCBs.

2. EL CONVERTIDOR REDUCTOR

Los convertidores de potencia adaptan y transforman la energía eléctrica para su uso requerido. Algunos de los fines de este objetivo son: alimentar equipos, transformar la corriente de continua a alterna o viceversa, almacenar la energía, controlar el funcionamiento y la velocidad de los motores y generadores eléctricos...

Como se ha comentado en el apartado 1, el convertidor de potencia elegido para la comparación de rendimiento y tamaño es el convertidor reductor. En este apartado se profundiza en el estudio del convertidor reductor en modo de conducción continua. Se hallan los valores eficaces de corriente en la bobina, MOSFET y diodo.

2.1. Introducción al convertidor reductor

Los convertidores nacen a la hora de diseñar un circuito regulador con mejores características que los reguladores de frecuencia lineales y capaces de dejar pasar íntegra la señal de entrada eliminando sus armónicos, es decir, el ruido.

En este caso de estudio se ha seleccionado el Convertidor Reductor (Convertidor Buck) [10]. El esquema más simple de dicho convertidor sería el siguiente:

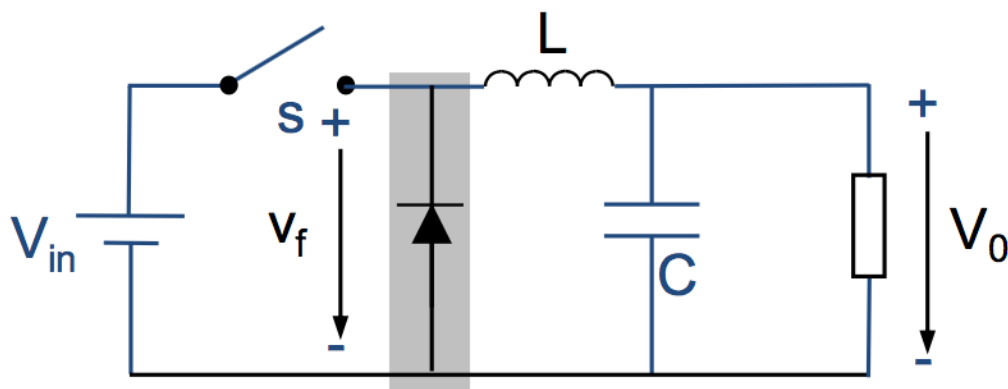


Fig. 2.1. Esquema convertidor reductor. V_{in} es la tensión de entrada. V_o es la tensión de salida. L representa la bobina. C representa el condensador. S el camino que sigue la corriente con el circuito cerrado. V_f representa el diodo, en el caso de este proyecto tanto el interruptor como el diodo serán MOSFETs.

El diodo de libre circulación evita el corte brusco de corriente en la bobina. En este estudio se ha sustituido el diodo de libre circulación por un MOSFET para poder controlar la conmutación de este dispositivo. Se conoce como reductor síncrono. No pueden estar activos los dos MOSFETs pues cada uno conduce la corriente por el circuito haciendo que este forme dos circuitos distintos. Debe existir un tiempo muerto entre la actuación de ambos.

A la hora de modelizar el circuito es necesario conocer el modo de conducción de este. Según la corriente que pase por la bobina se definen tres modos de conducción:

- Modo de conducción continuo MCC. La corriente por la bobina nunca toma valor cero. Valor medio de esta es igual a cero.
- Modo de conducción discontinuo MCD. La corriente por la bobina toma valor cero y su valor medio es distinto de 0. En este caso, cuando se emplea un convertidor reductor síncrono, puesto que el MOSFETs es bidireccional, nunca estará en MCD.
- Frontera entre MCC y MCD. La corriente por la bobina toma valor cero y su valor medio es igual a cero.

En este trabajo se ha elegido trabajar en MCC (rizado de corriente en la bobina del 30%). A la hora de diseñar el convertidor se han usado las limitaciones en la frontera de MCC y MCD para hallar las condiciones de trabajo.

2.2. Cálculo de ecuaciones del convertidor reductor

Se definen las fórmulas del diseño del convertidor en modo de conducción continuo.

La tensión de salida viene dada por el ciclo de trabajo, D . El ciclo de trabajo se define como el semiperiodo activo entre el periodo total del convertidor. La fórmula que define el ciclo de trabajo es la siguiente.

$$V_o = V_E \cdot D \quad (2.1)$$

Conocida la tensión de salida se puede hallar, con la siguiente fórmula, la intensidad media que circula por la bobina. Esta es igual a la intensidad que circula por la carga.

$$\bar{I}_L = I_o = \frac{V_o}{R_o} \quad (2.2)$$

Además, en el modo de conducción continuo la intensidad media que circula por el condensador es igual a cero.

$$\bar{I}_C = 0 \quad (2.3)$$

Esto se debe a que en modo de conducción continuo la potencia que se genera es igual a la potencia que se consume. Igualando ambas se obtiene.

$$P_E = V_E \cdot \bar{i}_s \quad (2.4)$$

$$P_o = V_o \cdot I_o \quad (2.5)$$

$$P_E = P_O \quad (2.6)$$

$$V_E \cdot \bar{i}_s = V_O \cdot I_O \quad (2.7)$$

$$\bar{i}_s = I_O \cdot \frac{V_O}{V_E} \quad (2.8)$$

Sabiendo que la intensidad de entrada es la intensidad que circula por el interruptor que aparece en la figura 2.1.:

$$\bar{i}_s = I_E \quad (2.9)$$

y con la ecuación (2.1) obtenemos

$$\bar{i}_s = I_O \cdot D \quad (2.10)$$

$$I_O = I_E \cdot \frac{1}{D} \quad (2.11)$$

Las condiciones críticas que limitan el modo de conducción continuo vienen definidos por.

$$\frac{\Delta I_L}{2} < I_O \quad (2.12)$$

Es claro pensar que si la mitad del valor de la amplitud del rizado de la corriente por la bobina fuese menor que su valor medio, querría decir que habría zonas con valor de corriente menor que cero. En la bobina aparecería representado cualquier valor menor que cero, una línea recta representando valor nulo. Esto se debe a que no se estaría trabajando en MCC.

El factor adimensional K es usado para definir las frontera entre MCC y MCD.

$$K = \frac{2L}{R_O \cdot T} \quad (2.13)$$

Donde T es el periodo y, por tanto, la inversa de la frecuencia. Para asegurar MCC.

$$K = \frac{2L}{R_O \cdot T} = \left(1 - \frac{V_O}{V_E} \right) \quad (2.14)$$

Para diseñar un convertidor se necesitan datos iniciales con los cuales calcular las incógnitas. En este caso se calcula la inductancia de la bobina como condición crítica.

$$L_{crítica} \leq L_C \quad (2.15)$$

$$L \geq \frac{R_o \cdot T}{2} \left(1 - \frac{V_o}{V_E} \right) \quad (2.16)$$

ó

$$L \geq \frac{(1-D)R_o}{2f} \quad (2.17)$$

2.2.3. Valores eficaces

En el siguiente paso se definirán las ecuaciones para hallar los valores eficaces de la intensidad. Hay que recordar que las ecuaciones están realizadas para el esquema (referencia al esquema), este proyecto cuenta con dos MOSFETs y no con un diodo.

La corriente eficaz por la bobina se define como.

$$I_{Ef_L} = \sqrt{\bar{I}_L^2 + \frac{\Delta I^2}{12}} \quad (2.18)$$

El valor eficaz de la corriente que circula por el MOSFET se calcula con la ecuación anterior.

$$I_{Ef_{MOSFET}} = \sqrt{D} \cdot I_{Ef_L} \quad (2.19)$$

Se usará la misma ecuación para la resolución del valor eficaz de la corriente que circula por el diodo.

$$I_{Ef_{DIODO}} = \sqrt{1-D} \cdot I_{Ef_L} \quad (2.20)$$

3. DISEÑO DEL CIRCUITO ELECTRÓNICO

Conocidas las fórmulas de diseño para el convertidor reductor, se procede en este apartado a la elección de los componentes que participarán en el montaje de la etapa de potencia de cada uno de los circuitos.

Se empieza por el diseño del circuito del convertidor de potencia para 100 kHz de conmutación. Para cerrar este apartado se realizan los cálculos que definirá el circuito de 1 MHz de conmutación.

3.1. Diseño de los componentes del convertidor reductor de 100 kHz

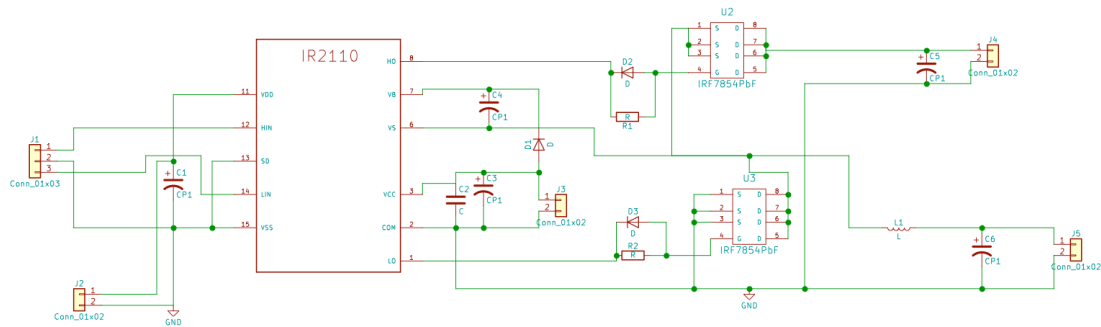


Fig. 3.1. Esquema de conexión eléctrica correspondiente al diseño de la PCB de 100KHz.

El esquema eléctrico propuesto es el mostrado en la figura 3.1

Los componentes principales que encontramos en el esquema son:

- El *driver* IR2110s
- Los MOSFETS
- Condensador de entrada y de salida
- Bobina

Para poder proporcionar a los MOSFET los pulsos de control adecuado, generados por un circuito de control, es necesario utilizar un circuito acondicionador llamado *driver*. En este caso se ha utilizado el dispositivo IR2110s [11]. Según se aprecia en el datasheet del componente, este está diseñado específicamente para el control de IGBTs o MOSFETs. Además, se encuentra en él un esquema aplicado a un convertidor reductor.

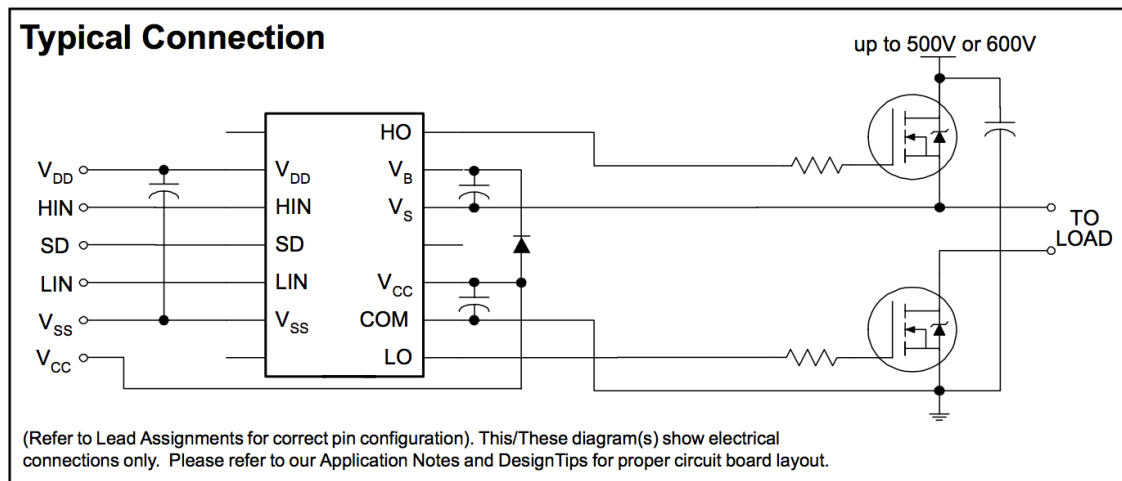


Fig 3.2. Datasheet IR2110s. Esquema de conexión eléctrico para el componente IR2110s [7, Fig. 1].

Tras las modificaciones para el estudio, el esquema es el siguiente.

En los siguientes apartados se explica el diseño y desarrollo de dichos componentes.

3.1.1. Selección del MOSFET

Para empezar con el diseño, se designan las especificaciones de los MOSFETs. Como el sistema debe trabajar en las prestaciones descritas anteriormente en la tabla 3.1, deben tener las mismas especificaciones que el LMG5200 [12]. Por tanto, se debe elegir unos MOSFETs que tengan las siguientes características de funcionamiento, 80V-10A. Se ha elegido el MOSFET IRF7854PbF [13]. Sus características son las siguientes:

Los MOSFETs utilizados en este diseño de PCB son de silicio. Este tipo de transistores trabaja a 100 kHz, como se puede apreciar en su datasheet. Además, el encapsulado es de montaje superficial SMD como aparece en el listado de tareas.

Un MOSFET permite la circulación de corriente entre D (“drain”, drenador) y S (“Source”, salida) cuando circula intensidad por G (“gate”, puerta).

TABLA 3.1. CARACTERÍSTICAS IRF7854PBF

VDSS	80 V
RDS max	13,4 mOhm
VGS	10 V
ID	10 A

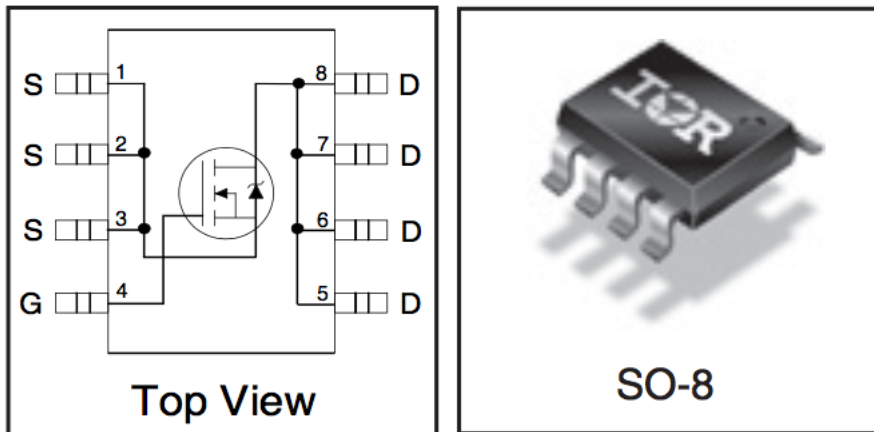


Fig 3.3. Datasheet IRF7854PbF. Footprint y encapsulado del MOSFET (pág1).

3.1.2. Diseño de la bobina

Se calcula primero la inductancia de la bobina. Este componente adquiere una importancia relativamente alta en el diseño de la PCB.

Siendo un objetivo secundario el montaje superficial, la bobina elegida no solo debe tener el encapsulado SMD, además debe ser lo más pequeña posible para reducir así el área de la PCB.

Como limitación impuesta para este proyecto se ha escogido que el valor de rizado de corriente por la bobina menor del 30% de la intensidad media que circula por ella.

Sabiendo que el valor medio de intensidad que pasará por la bobina tiene un valor de 2A, la amplitud de onda máxima que se permite aplicando la condición de la tabla 3.1 será 0,6A. El valor de pico mínimo es 1,7A y el pico máximo 2,3A.

Los dato de partida para diseñar la bobina son los mostrados en la tabla.

TABLA 3.2. DATOS CONOCIDOS DE LA BOBINA

Tensión de salida	12 V
Amplitud de intensidad en la bobina	0,6 A
Frecuencia	100 KHz
Ciclo de trabajo D	0,5

Para un valor de rizado de corriente en la bobina dado se usa la siguiente ecuación para hallar el valor de inductancia de esta.

$$L > \frac{(V_E - V_O) \cdot D}{\Delta I_L \cdot f} \quad (3.1)$$

Aplicando los dato de la tabla en la ecuación se obtiene el siguiente resultado L=100uH

Como el pico máximo de corriente teórico es 2,3 A , la bobina seleccionada debe soportar 2,5A por seguridad.

La bobina elegida por tanto es SRP1770TA-101M [14], cumple con las especificaciones de diseño de la PCB.

3.1.3. Diseño del condensador de salida y entrada

Se calcula con las formulas anteriores, la capacitancia del condensador. Según la restricción impuesta para el caso de estudio el rizado de tensión debe ser entorno al 1% de la tensión nominal. La tensión nominal es la tensión de salida del convertidor, 12V.

Se aplican siguientes datos de partida para hallar el valor del condensador de salida. Por simplicidad se usará el mismo condensador para la entrada del convertidor.

TABLA 3.3. DATOS CONOCIDOS DEL CONDENSADOR

Rizado de tensión	0,01*12=0,12 V
Frecuencia de conmutación	100 kHz
Inductancia de la bobina	100 uH
Ciclo de trabajo D	0,5

Para un valor de rizado de tensión en el condensador dado usaremos la siguiente ecuación.

$$C = \frac{(1-D) \cdot V_o}{8L \cdot f^2 \cdot \Delta V_o} \quad (3.2)$$

Aplicando los datos de la tabla en la ecuación se obtiene C=6,25 uF.

Se elige un valor de capacitancia de 10uF tanto para la entrada del convertidor como a la salida para añadir seguridad al sistema. Por tanto, debe soportar también los 24V de entrada.

Se ha elegido el condensador TPSD106K035R0125 [15]. Es un condensador de tantaló con encapsulado de montaje superficial y tensión nominal 35 V.

Los condensadores de tantaló están fabricados con metal de tantaló que actúa como el ánodo, un capa de de óxido actúa de dieléctrico, formando una capa muy delgada. Gracias a ello se consigue un valor de capacitancia alto por unidad de volumen.

3.1.4. Diseño de la carga

La carga del circuito de potencia será externa, no formará parte de la PCB. De este modo la toma de medidas experimentales será más fácil. La conexión de la carga se hará en el conector de salida de la tapa de potencia.

Por la ley de Ohm

$$V = I \cdot R \quad (3.2)$$

$$R_o = \frac{V_o}{I_o} \quad (3.3)$$

Se puede hallar fácilmente que la resistencia debe ser 6 Ohm.

Se disponen las resistencias de la forma adecuada para formar la resistencia requerida. En este caso se conectarán en serie tres resistencias de 2 Ohm cada una para conseguir el valor adecuado.

Se ha escogido la siguiente familia de resistencias con especificaciones aptas para el proyecto. HS10 2R F de la marca ARCOL.

TABLA 3.3. DATOS CONOCIDOS DEL CONDENSADOR

Resistencia	2 Ohm
Potencia Máxima	10 W
Tensión Máxima	160 V
Material	Aluminio

Uniendo en serie las tres resistencias, no solo se consigue el valor necesario de 6 Ohm, también permite soportar una potencia de 30W. Gracias a su diseño visual de las resistencias, estas permiten versatilidad para adaptarse a los dos diseños de tarjetas.

3.2. Diseño de los componentes del convertidor reductor de 1 MHz

Para la caracterización de esta placa tan solo se debe elegir una bobina y un condensador que se ajuste al diseño, pues el propio componente integrado está diseñado. Se usarán unos condensadores por defecto para evitar ruido y asegurar así el correcto funcionamiento de la PCB.

El componente principal de esta PCB y donde recae la mayor importancia de este trabajo es en el LMG5200. Este circuito integrado tiene el siguiente esquema.

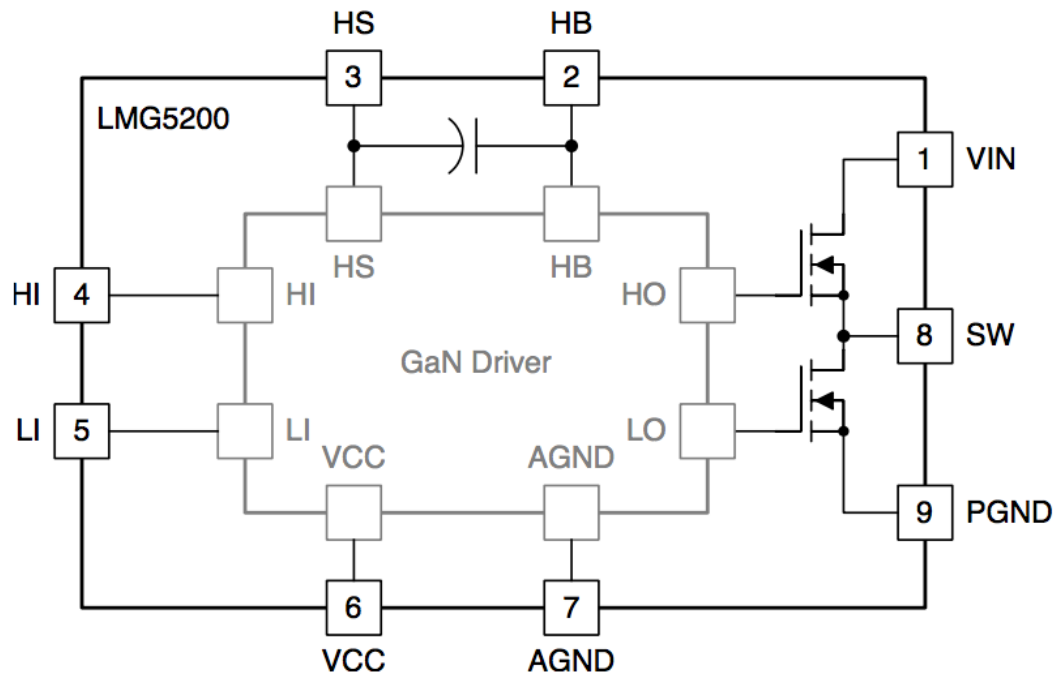


Fig. 3.4. Esquema del LMG5200 simplificado. HI señal de disparo 1. LI señal de disparo 2. VCC alimentación del componente. AGND tierra. VIN tensión de entrada. SW tensión de salida. PGND tierra.

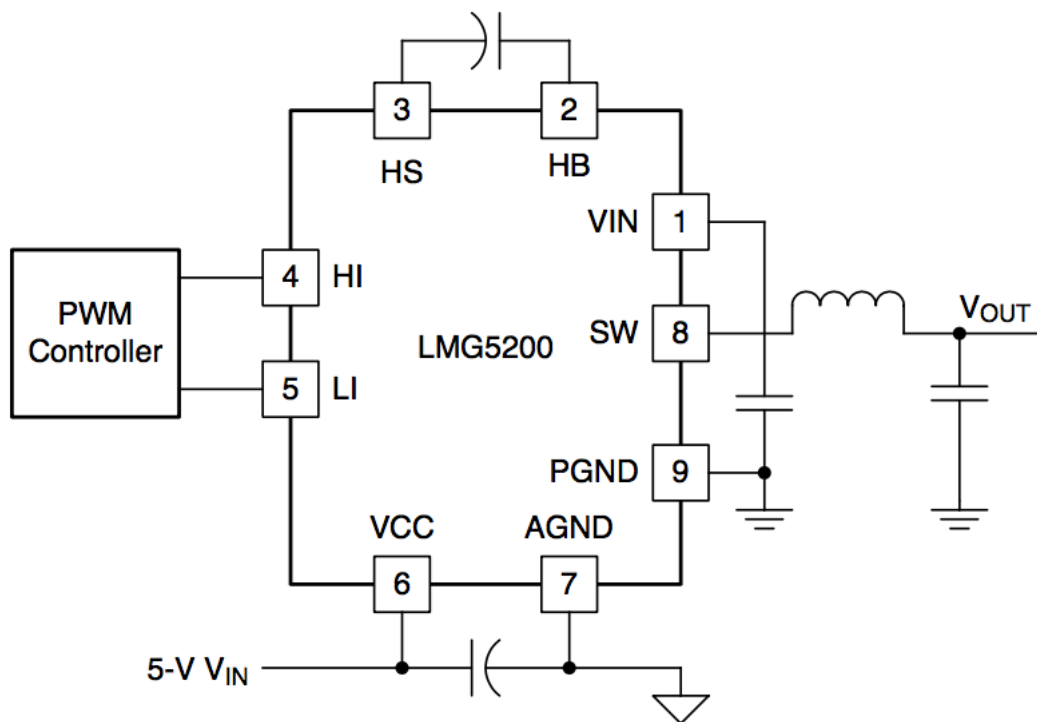


Fig. 3.5. Diagrama de conexión del LMG5200. Conexión adaptada para trabajar como un convertidor Buck.

Visto el diagrama se procede a diseñar los componentes. Se observa una disminución en el tamaño y valor de los componentes.

3.2.1. Diseño de la bobina de alta frecuencia

Ya se ha comentado a lo largo del proyecto que las dos tarjetas deben trabajar en las mismas condiciones para poder realizar la comparación de rendimiento. Por tanto, se calcula las características de la bobina aprovechando los datos de la TABLA 3.4 y aplicando la ecuación 3.1. El resultado es 10 uH.

Otro modo de elegir la bobina sin necesidad de calcular de nuevo los datos, es observar que los únicos valores de la ecuación que varían son la frecuencia de conmutación y la inductancia. Si el valor de la frecuencia de conmutación aumenta en orden de 10, L debe disminuir en igual medida.

Habiendo elegido 100uH para el modelo anterior, se opta por 10uH para la PCB de alta frecuencia.

TABLA 3.5 DATOS CONOCIDOS DE LA BOBINA

Tensión de salida	12 V
Amplitud de intensidad en la bobina	0,6 A
Frecuencia	1 MHz
Ciclo de trabajo D	0,5
Inductancia	10 uH

La bobina seleccionada ha sido DFE201612P-1R0M=P2 [16]. Una vez escogida la bobina se procede al diseño de los condensadores.

3.2.2. Diseño de los condensadores de entrada y salida de alta frecuencia.

Análogo al apartado anterior, se hará uso de las fórmulas anteriormente halladas. Además, las condiciones de trabajo del condensador de salida son las mismas que en el correspondiente a 100KHz.

De nuevo, aparece la opción de resolver directamente la ecuación 3.2 con los datos de la TABLA 3.4 modificando la frecuencia. El resultado sale 0,625 uF.

O, al igual que se planteó en el apartado anterior de la inductancia del bobinado, si observamos la ecuación 3.2 se observa que la relación entre la capacitancia y la frecuencia de conmutación es inversamente proporcional. Además, al estar la frecuencia elevado al cuadrado, una pequeña

variación en esta ocasiona un gran cambia en el valor del condensador. Por tanto, si tan solo se supone la variación de 10 elevado a menos 1, también se le otorga seguridad al MCC.

El valor elegido ha sido por tanto 10 veces menos que el valor de condensador de la PCB correspondiente al trabajo en frecuencia de 100KHz. Se procede a seleccionar un condensador con valor de 1uF. El condensador elegido es el T498A105K035ATE10K [17]. Se ha disminuido el tamaño de los condensadores de entrada y salida del convertidor.

La tarjeta proporcionada por el laboratorio de electrónica lleva un total de 4 condensadores de entrada para disminuir las interferencias de la señal principal.

TABLA 3.6. DATOS CONOCIDOS DEL CONDENSADOR

Rizado de tensión	0,12 V
Frecuencia de conmutación	1 MHz
Capacitancia	1 uF
Ciclo de trabajo D	0,5

4. DISEÑO DE LAS TARJETAS DE CIRCUITO IMPRESO

Una vez conocidos los componentes que forman parte de cada una de los circuitos conmutacionales, se procede al diseño de las tarjetas de circuito impreso (“Printed Circuit Boards”, PCB).

En este apartado se comenta el uso del programa utilizado para el diseño de ambas PCBs. Kicad [18] es un programa de OpenSoftware, lo que abarata el coste. Kicad ofrece varias herramientas para la realización de los diseños.[19], [20], [21], [22], [23], [24].

4.1. Diseño de PCB correspondiente al convertidor reductor de 100 kHz

El programa que se ha utilizado es Kicad, que permite realizar tanto el esquema eléctrico de los componentes como el diseño de la propia PCB. Se ha visto la PCB correspondiente al diseño del convertidor Buck con el *driver* IR2110s (Fig. 1.2.)

En la siguiente tabla se muestra el nombre de cada componente de la imagen anterior con el nombre del componente electrónico asociado.

TABLA 4.1. LISTA DE COMPONENTES PCB BAJA FRECUENCIA

Componente	Referencia	Dimensiones (mmxmmxmm)
C1 C3 y C4	T498A105K035ATE10K	1,6x1,6x3,2
C2	T491A104K035AT	1,6x1,6x3,3
C5 y C6	TPSD106K035R0125	4,3x2,9x7,3
D1 D2 y D3	1N4148W-7-F.	1,2x1,6x3,7
L1	SRP1770TA-101M	16,9x17,3x6,7
R1 y R2	10 Ohm	1,2x1,6x3,7
U1	IR2110s	2,5x10,3x10,3
U2 y U3	IRF7854PbF	1,5x4,9x6,0

Ya se han visto los componentes relacionados con el esquema de convertidor reductor en el apartado 3.2. y 3.3., así como el IR2110s y los MOSFETs que se usarán en la PCB.

Para controlar la frecuencia de disparo de los MOSFETs nos ayudaremos de una placa de pruebas de Texas Instrument [25]. Es necesario para la correcta programación el software específico. Se comentará en más profundidad en el apartado 5.

Para alimentar la PCB es necesario suministrar 15 V en el *driver* IR2110s. Además la tarjeta de Texas Instrument debe estar alimentada también (en este caso a través de su cable de alimentación conectado a un ordenador). El voltaje de entrada al circuito de potencia será suministrado por el equipo del laboratorio. El cual nos permite ajustar la corriente deseada y aplicarla al proyecto. Se medirá la onda a través de un osciloscopio, en el apartado de medidas (apartado 5) se explicará con más detalle.

4.1.1. Procedimientos en Kicad

El primer paso para el diseño de la PCB es realizar el esquema del circuito. En Fig. 3.2. se puede ver el esquema de conexiones eléctricas. Se crea en Kicad un archivo “.sch” que permitirá seguir avanzando en el diseño. Este archivo se crea con la herramienta “Eeschema”.

El siguiente paso consiste en asociar la huella del componente al componente representado en el esquema. Para ello, se usa la herramienta CvPcb. En el caso del componente IR2110s o incluso la bobina, fue necesario crear sus propias huellas, en el mismo programa se puede crear tanto la huella de un componente como la referencia en el esquema.. Una vez asociados los Footprints a los componentes se crea la red de la PCB, un archivo .net. Para que este archivo sea creado correctamente el esquema debe estar bien diseñado. aún así no es condición única que asegure que las conexiones son las correctas.

Con la herramienta “PCBnew” se llega al último paso del diseño de la PCB. Se lee el archivo .net y la herramienta carga las huellas asociada. “PCBnew” indica con una línea recta la unión entre los componentes, sirviendo de guía a la hora de colocar la pistas en la tarjeta.

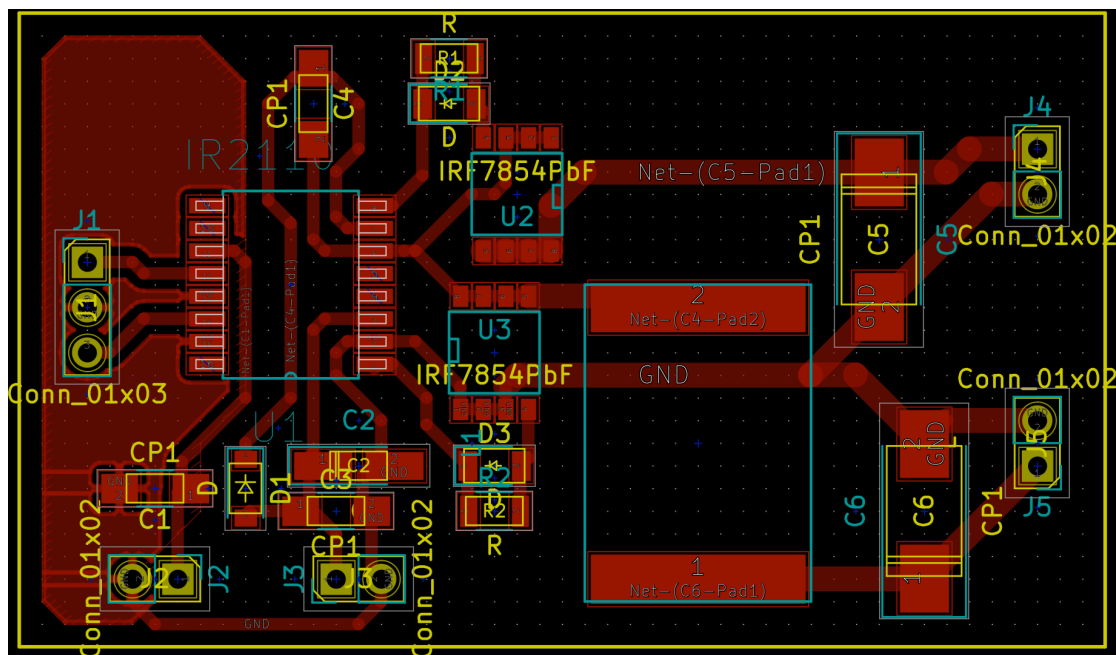


Fig. 4.1 Imagen correspondiente al enrutado en la parte delantera de la PCB del convertidor de baja frecuencia

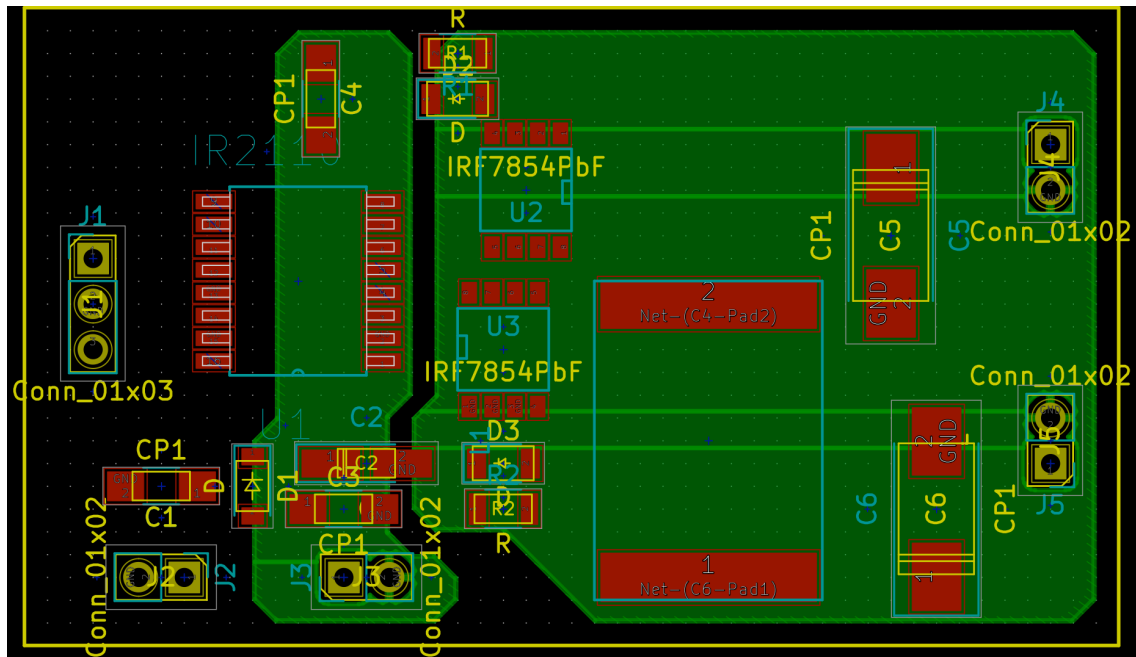


Fig. 4.2 Figura correspondiente al enrutado de la parte trasera de la PCB del convertidor de baja frecuencia.

A la hora de elegir el tamaño de la tarjeta, se ha intentado posicionar los componentes de modo que se pudiese disponer del menor área posible. Hay que recordar que uno de los objetivos del proyecto es la miniaturización y por tanto es importante reducir el área de la PCB lo máximo posible. Esto se debe a que la PCB del diseño de 100Khz es de mayor tamaño que el modelo de 1MHz. Es necesario este aprovechamiento de espacio para realizar una buena comparación entre ambas PCBs.

4.1.2. Etapas de la tarjeta electrónica

Para evitar ruido entre las señales de la propia PCB se han designado tres áreas de masa, esto es, una zona de cobre con potencial 0. Cada una de estas áreas va asociada a una etapa de la PCB. Se diferencia entonces: etapa de disparo, etapa de control y por último etapa de potencia:

- Etapa de disparo. Los componentes de esta zona incluyen los conectores de alimentación del *driver* y Texas Instrument. Se puede apreciar en Fig. 4.1 Es el único área de masa en la cara delantera.
- Etapa de control. Esta zona corresponde a los componentes del *Bootstrap* (circuito que permite el disparo del primer MOSFET, que no está conectado a masa) y los MOSFETs. Es el área pequeña de Fig. 4.2.

- Etapa de potencia. Esta zona abarca el circuito del convertidor. Es el área de mayor tamaño situado a la derecha en Fig 4.2.

Es importante apreciar que el área de la etapa de potencia debe ser mayor que el resto, pues la intensidad que circula por sus pistas es mayor que en el resto de etapas.

4.2. Diseño de PCB correspondiente al convertidor reductor de 1MHz

Se procede a comentar el proceso de creación de la PCB correspondiente a 1MHz. Los pasos a seguir son análogos a la PCB anterior. Siguiendo el diagrama de Fig. 3.5. creamos el siguiente esquemático.

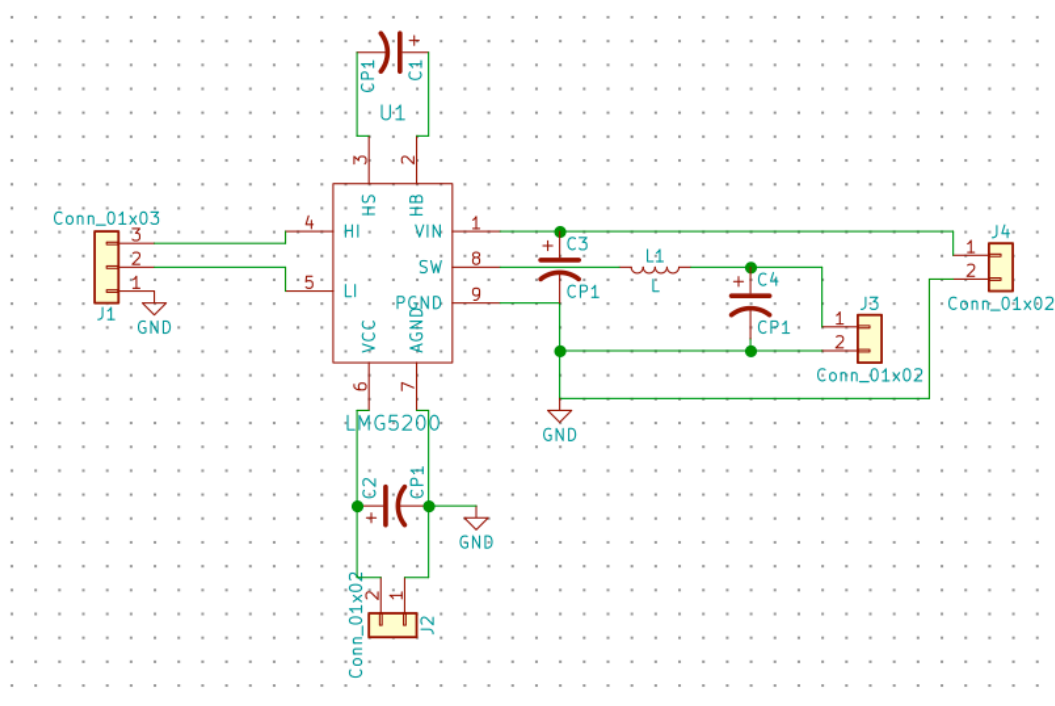


Fig. 4.3. Esquemático de conexión de la PCB correspondiente a 1MHz de frecuencia de conmutación. Los componentes de la Fig. 4.3 aparecen detallados en la tabla 4.2.

TABLA 4.2. LISTA DE COMPONENTES PCB ALTA FRECUENCIA

Componente	Referencia	
C1, C2, C3 y C4	T498A105K035ATE10K	1,6x1,6x3,2
L1	DFE201612P-1R0M=P2	1,2x1,6x2,0
U1	LMG5200	2,0x6,0x8,0

En el diseño de la PCB correspondiente al circuito convertidor reductor de potencia de 1 MHz aparece un problema crítico a la hora de la fabricación de esta. Para que dicha tarjeta funcione

correctamente con las especificaciones deseadas y así se pueda observar el efecto del GaN, el montaje debe ser lo mejor posible. El componente LMG5200 trabajando a 1MHz apenas tiene pérdidas, si el diseño de PCB no es acorde a su tecnología, la comparación de rendimiento no tendría sentido.

4.2.1. Procedimientos en Kicad

El proceso para el diseño de la segunda PCB es análogo al primero. Para empezar se crea el esquema del circuito en Kicad con la herramienta “Eeschema”. Se observa que este contiene menos componentes que la PCB correspondiente al convertidor reductor de 100 kHz.

La explicación es la siguiente, el componente LMG5200 está diseñado para el control de convertidores a alta frecuencia de conmutación. En el encapsulado del LMG5200 se encuentran tanto el circuito de *Bootstrap* como los MOSFETs. En el datasheet se puede encontrar el esquema correspondiente, además de un ejemplo de conexión aplicable al caso de estudio.

Con la ayuda del esquema del datasheet se diseña el esquema del circuito de la PCB. El programa de disparo de la tarjeta Texas Instruments es el mismo que para el otro caso de estudio, tan solo se necesita variar el valor de la frecuencia a la que se quieren disparar los MOSFETs. En un principio a 1MHz.

Se asocian las huellas a sus respectivos componentes. Se crea la red correspondiente y se lee con la herramienta “PCBnew”. Se recalca que dicha tarjeta no será fabricada. Dejando este hecho a parte, se continuará con el proyecto de simulación suponiendo que se trabajará con los componentes que han sido modelados. Se pueden observar en la tabla 4.2.

El diseño final de la PCB para el componente LMG5200 es el siguiente.

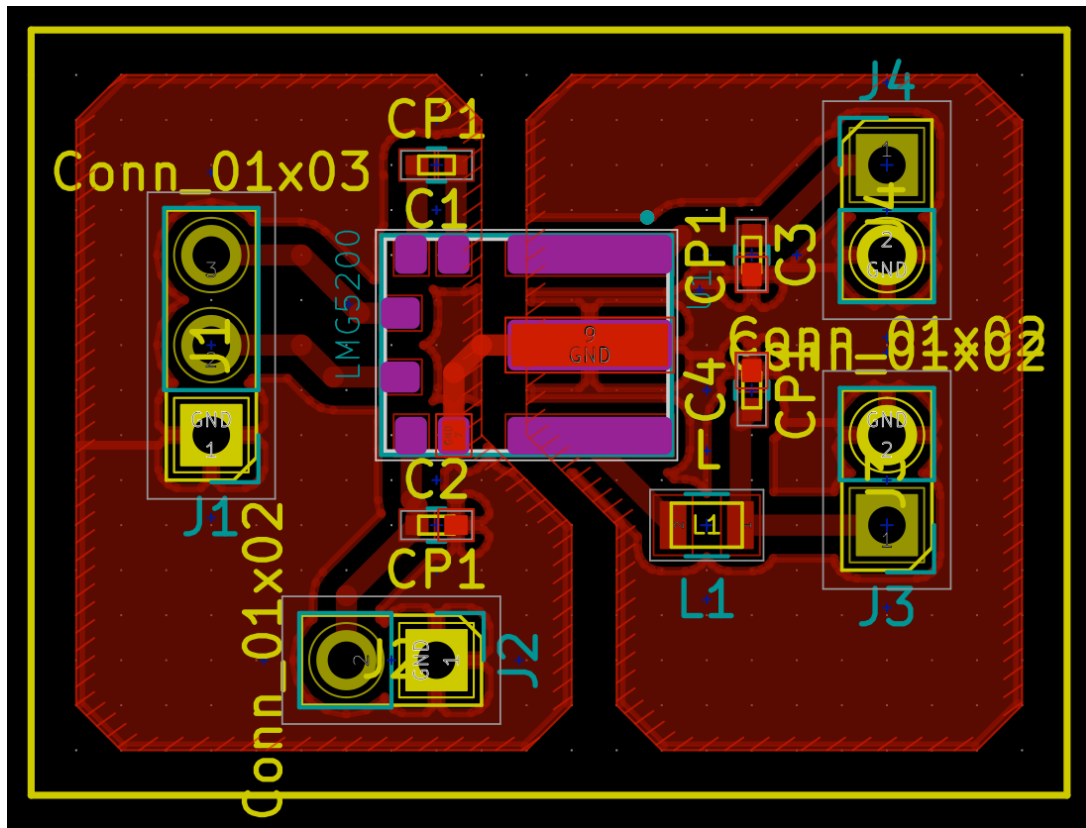


Fig. 4.4 Enrutado de la PCB correspondiente al diseño del convertidor reductor de potencia de 1 MHz de frecuencia de conmutación.

Gracias al *driver* LMG5200, el dispositivo no tiene prácticamente pérdidas de potencia, lo que supone una reducción considerable en el área de la PCB. Así como la reducción de tamaño en sus componentes pasivos, como se puede apreciar en la figura 4.3.

4.2.2. Etapas de la tarjeta electrónica

En este caso se divide el área de masa en dos zonas. La razón se debe al uso de tecnología GaN y el componente LMG5200. Como se ha comentado anteriormente, este circuito integrado realiza internamente el proceso que se realiza en la PCB del convertidor reductor a 100 kHz correspondiente al control de los MOSFETs y el circuito de *Bootstrap*.

Se dividen el área de masa de entrada o control y la etapa de potencia. Las señales en esta zona serán:

- La etapa de control. Donde se encuentran las señales de disparo y las correspondientes al control del *driver*. La tarjeta de Texas Instrument se encargará de suministrar los disparos. También se encuentra en este área de masa la alimentación del LMG5200 a 10V
- La etapa de potencia. Se observa que la bobina y los condensadores de entrada son mucho más pequeños en comparación con los de la tarjeta del convertidor reductor a 100 kHz.

5. ANÁLISIS DE LOS CONVERTIDORES: SIMULACIONES Y MEDIDAS EXPERIMENTALES

En primer lugar se presentará el programa LTspice [26], el cuál ha sido utilizado para la simulación de los circuitos. Se simulan los dos circuitos y se muestra el rendimiento a varias frecuencias de conmutación.

En segundo lugar se muestran los resultados obtenidos en el laboratorio. Se calcula el rendimiento a varias frecuencias.

5.1. Simulaciones

LTspice es una herramienta gratuita que incorpora un simulador SPICE para la simulación de circuitos electrónicos. Esta herramienta esta creada por la compañía Linear Technologies.[27] [28]

En el caso de la simulación del IR2110s se debe simular el disparo de MOSFETs con ayuda de sus modelos [29]. Aplicamos el modelo a un esquema los más parecido al circuito en lo referente al convertidor de potencia.

A la hora de comparar ambos circuitos de potencia, se mostrará en una tabla los datos de rendimiento y frecuencia. Hay que recordar que el tema principal gira en torno a la frecuencia de conmutación. El rango de frecuencia de conmutación será el mismo que se usará en las medidas experimentales.

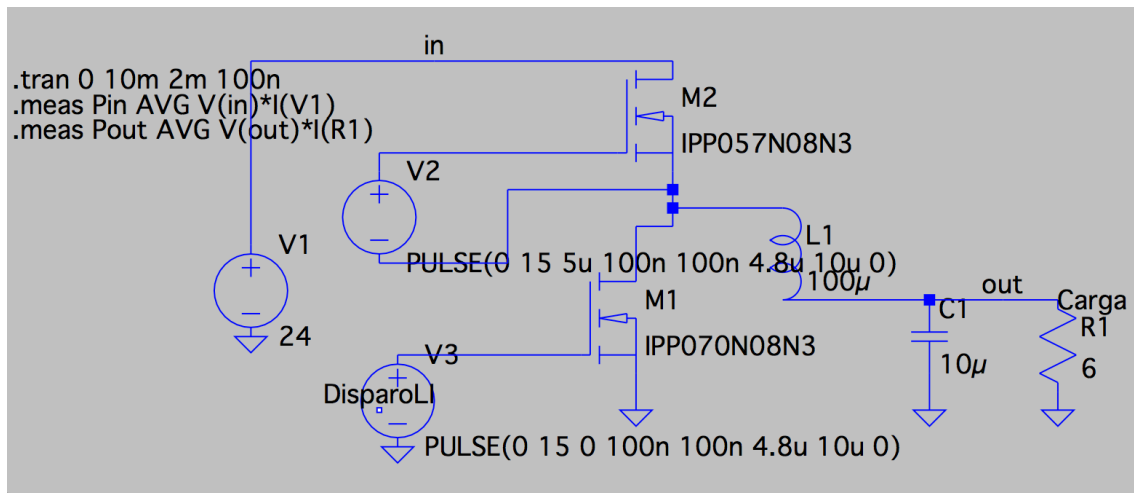


Fig. 5.1. Esquema LTspice. L1 representa la bobina. C1 el condensador de salida. R1 la carga. MOSFETs de simulación.

Para la simulación del disparo no se han usado los circuitos de disparo (*driver*), se han conectado directamente a una fuente de pulsos de tensión (en la Fig.5.1. V2 y V3). También conocida como señal PWM.

Para caracterizar la primera señal de disparo se usará el periodo total y el periodo activo de la señal. Una señal complementaria a la primera, se encargará de activar el segundo disparo.

Un dato muy importante a cerca de los disparos es que se debe dejar un tiempo muerto de activación. Si en algún caso ambos MOSFETs están activos, el circuito podría llegar a estropearse seriamente. El incremento en la onda de disparo, aunque es rápida, no es instantánea y por tanto forma una línea curva o diagonal según se modelice. Cada disparo sólo deberá incrementarse en el mismo instante en que el anterior alcanza el valor mínimo de voltaje.

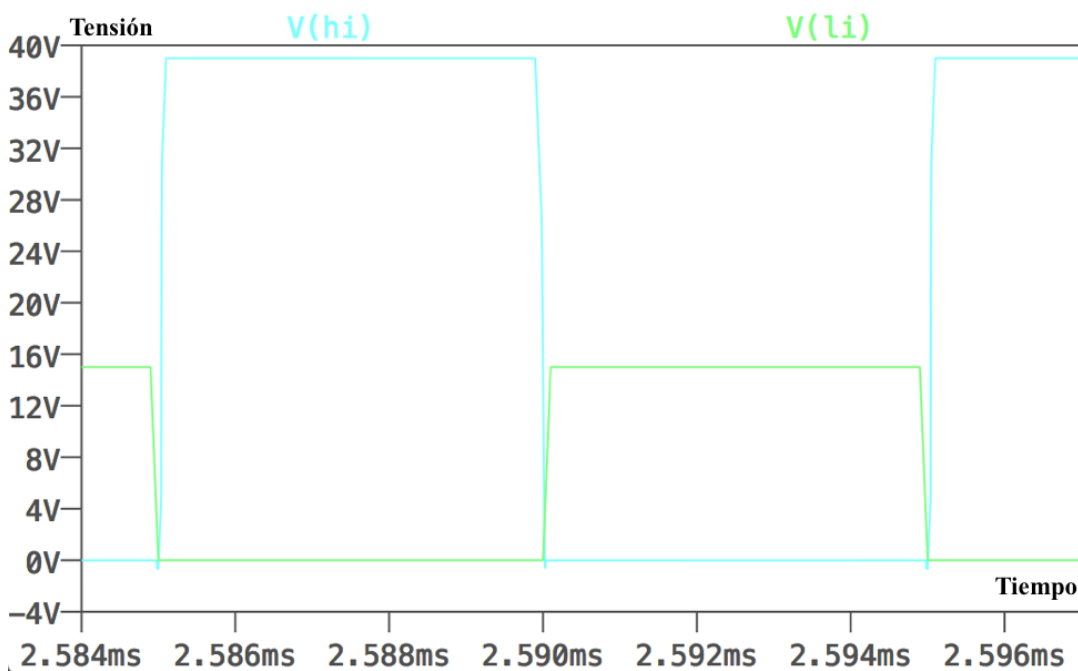


Fig 5.2. Disparo de los MOSFET simulación. Ejemplo con tiempos muertos pequeños a 50Kh de frecuencia. DisparoHI controla el primer MOSFET y DisparoLI el segundo. Tensión frente a tiempo.

5.1.2. Simulador del convertidor reductor a 100 kHz

Para diseñar el circuito de simulación se descargarán los modelos SPICE del componente que corresponda de la página del fabricante. En caso de no existir, se utilizarán modelos similares o se crearán los modelos pertinentes.

- MOSFET. El modelo del componente que se utiliza en la tarjeta, no tiene modelo SPICE que se pueda encontrar en el sitio web del fabricante. Por ello, se opta por realizar la simulación con un componente de características similares: IRF7853, el modelo Spice se puede encontrar en la página web del fabricante.
- Bobina. Se creará el modelo correspondiente a partir del datasheet del componente. Se usan las siguientes características para que el modelo en LTspice se acerque al modo de funcionamiento del componente original en la realidad.

- $L = 100 \mu\text{H}$
- Resistencia en serie = $102 \text{ m}\Omega$
- Condensador de salida. Se crea el modelo con los datos correspondientes sacados del datasheet del componente. Se usan las siguientes características para que el modelo en LTspice se acerque al modo de funcionamiento del componente original en la realidad
- $C = 10 \mu\text{H}$
- Resistencia en serie = $125 \text{ m}\Omega$

Aunque el diseño de los componentes llevada a cabo durante el apartado 3 se han calculado suponiendo condiciones ideales, sin pérdidas, en la simulación es interesante ver el efecto de estas. Pues a la hora de la comparación, los resultados serán más cercanos a la realidad cuantos más parámetros adicionales podamos caracterizar.

Se comprueba que el modelo simulado trabaja en las condiciones de trabajo elegidas cuando la tensión de entrada es 24 V. En particular, interesa comprobar que tanto el rizado de la bobina como la tensión en el condensador son cercanas a los valores estimados para garantizar las condiciones iniciales .

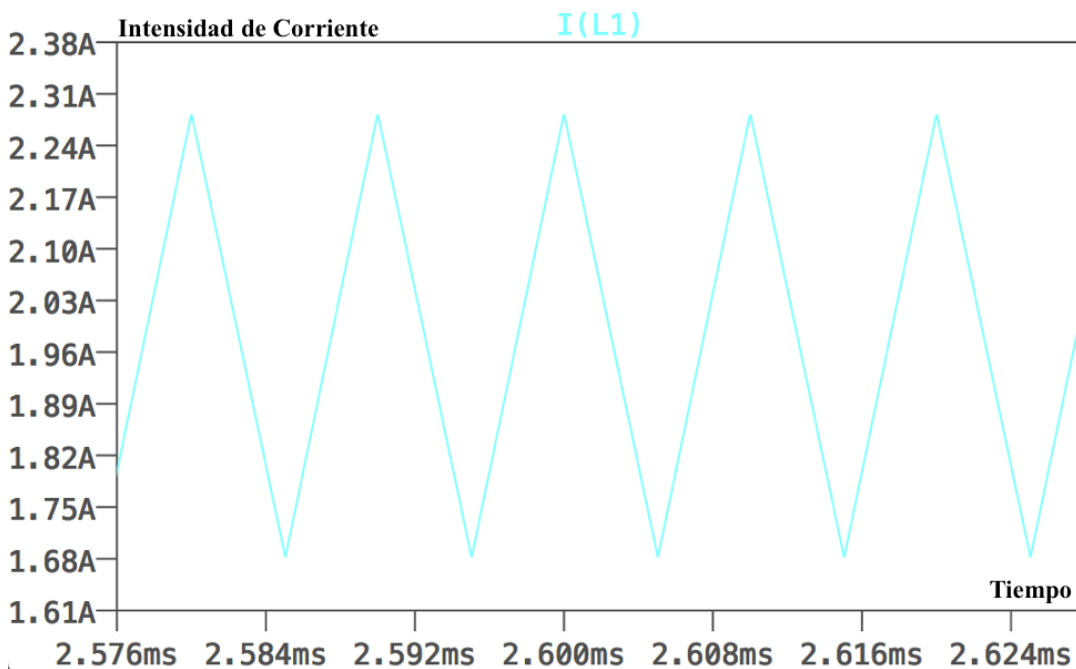


Fig. 5.3. Rizado de intensidad de corriente por la bobina correspondiente a convertidor reductor a 100 kHz de frecuencia de conmutación.

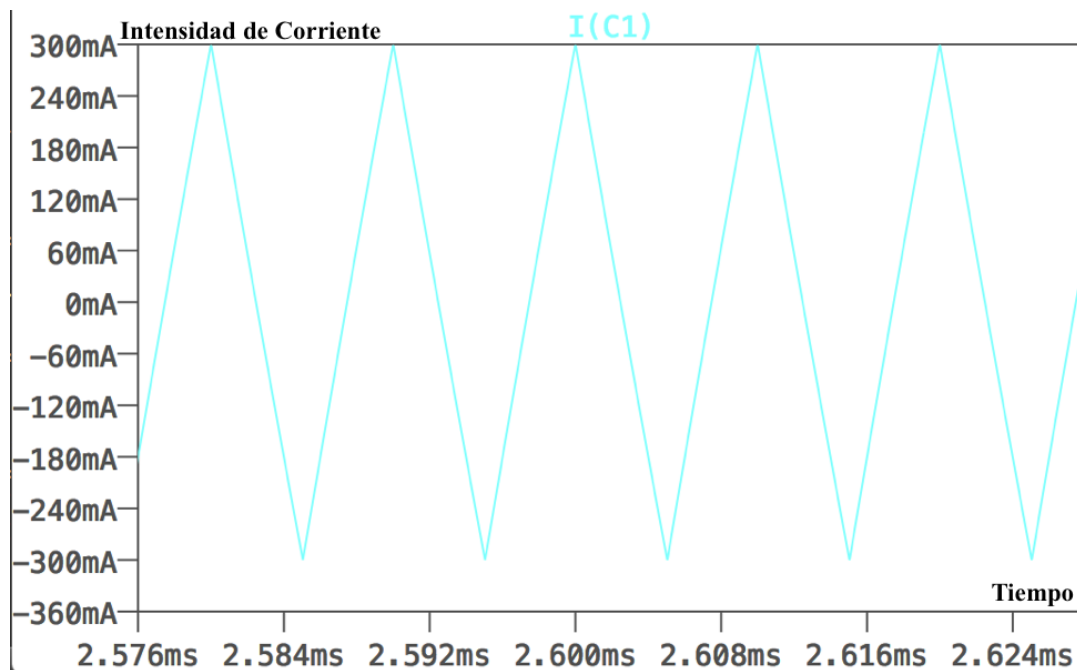


Fig. 5.4. Rizado de intensidad de corriente por el condensador correspondiente a convertidor reductor a 100 kHz de frecuencia de conmutación.

Comprobadas las dos condiciones impuestas para el estudio, se muestran imágenes correspondientes a la tensión en la carga a 50 kHz, 100 kHz y 500 kHz de frecuencia de conmutación:

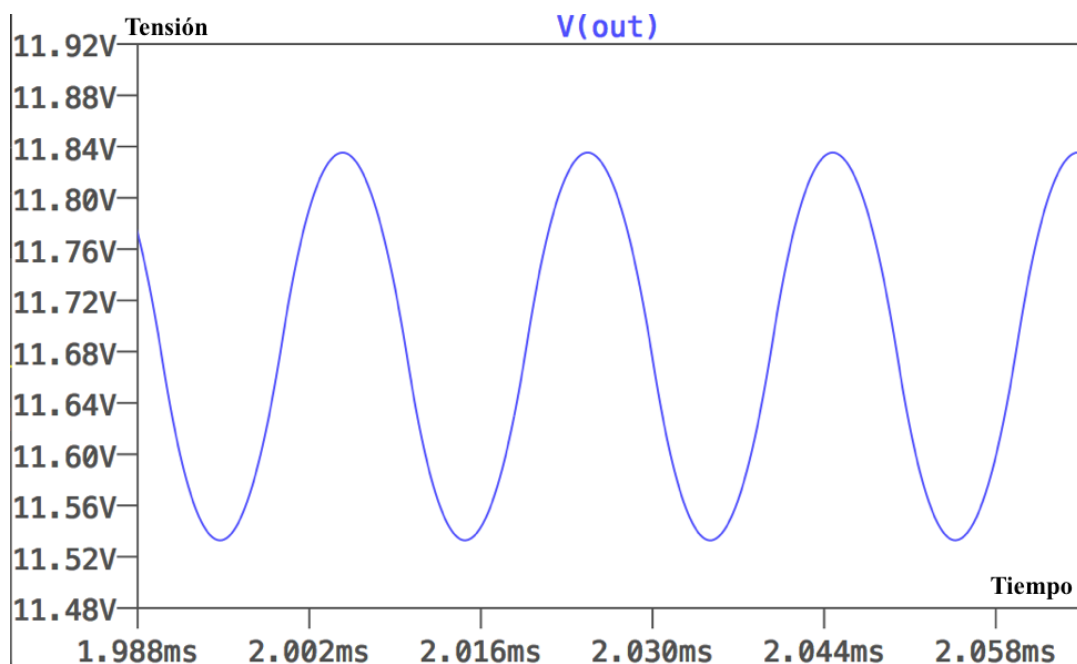


Fig. 5.5. Tensión en la carga convertidor reductor de 100 kHz de frecuencia de conmutación a 50 kHz.

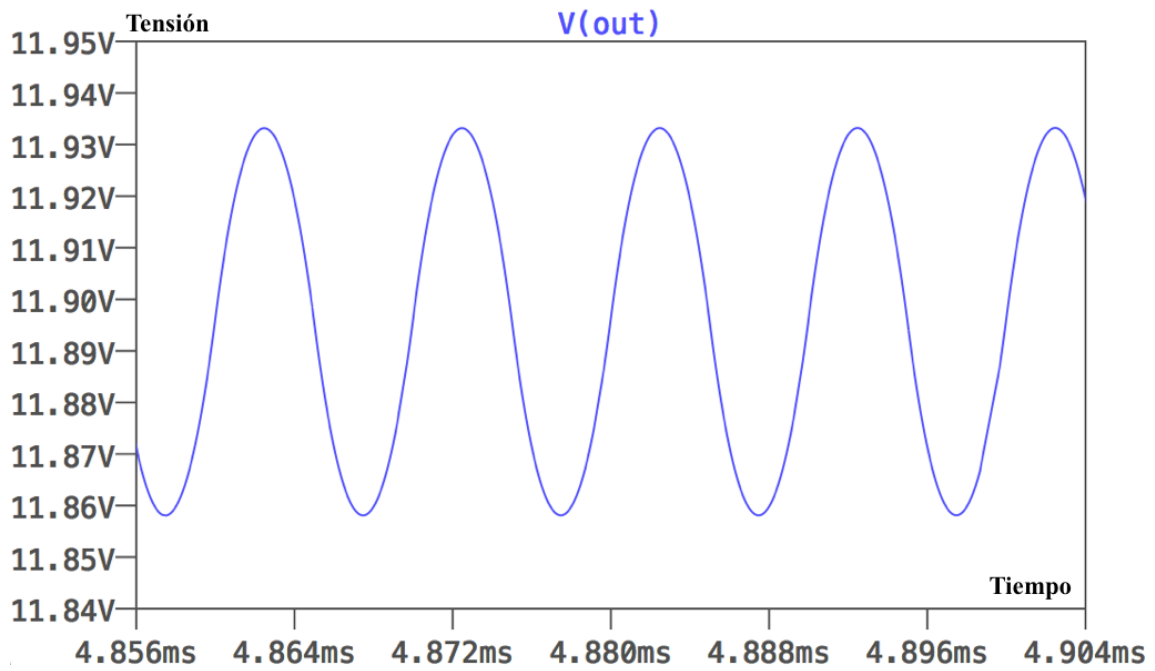


Fig. 5.6. Tensión en la carga convertidor reductor a 100 kHz.

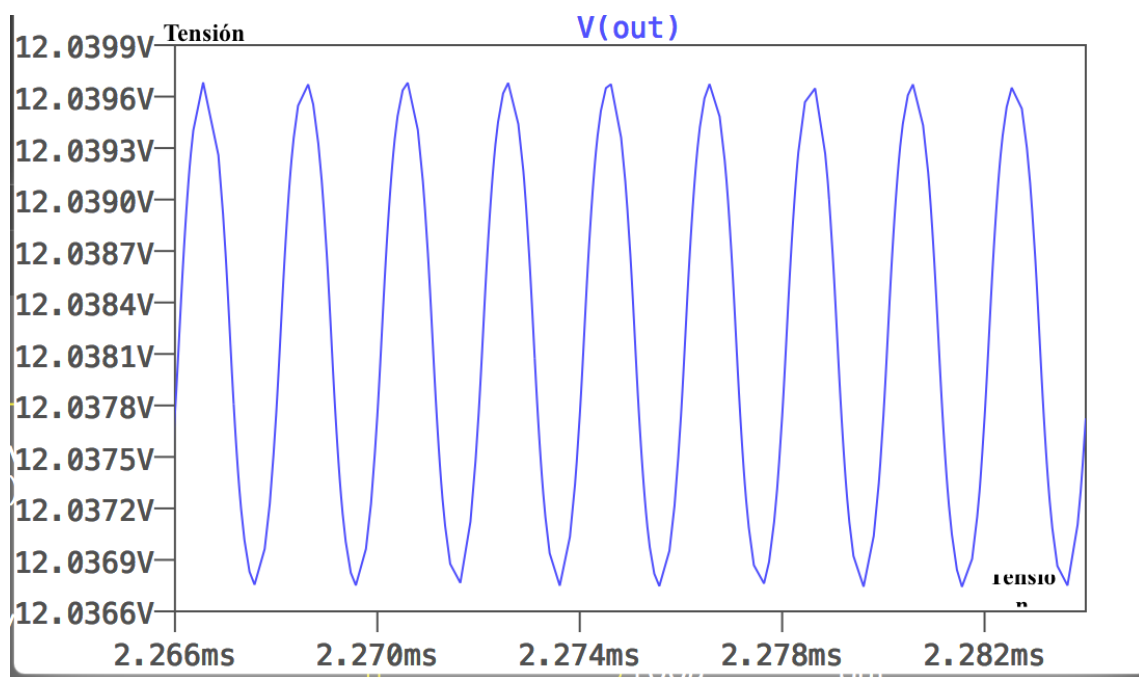


Fig. 5.7. Tensión en la carga convertidor reductor a 100 kHz de frecuencia de conmutación a 500 kHz.

Se genera la gráfica de rendimiento frente a frecuencia. La ecuación para hallar el rendimiento se define como potencia de salida dividida entre potencia de entrada.

$$\eta = \frac{P_o}{P_E} \quad (5.1)$$

También se puede definir como (en valores específicos):

$$\eta = \frac{V_o I_o}{V_E I_E} \quad (5.2)$$

Se aplica la fórmula 5.2 para generar la tabla con los siguientes resultados.

TABLA 5.1. TENSIÓN E INTENSIDAD DE ENTRADA Y SALIDA PARA CADA FRECUENCIA DEL CONVERTIDOR REDUCTOR A 100 KHZ

Frecuencia (kHz)	Pe	Po	η
50	22,9468	22,7598	0,991850715568184
100	23,8889	23,585	0,987278610568088
500	23,6396	22,491	0,951412037428721

Se observa que existe un punto donde al aumentar la frecuencia de conmutación el rendimiento disminuye, por tanto, se puede concluir que el rendimiento aumenta a medida que baja la frecuencia, pero la señal de tensión no cumple con la restricción inicial de 0,1% de valor de tensión de salida. El circuito no funciona a 500 kHz como se puede observar en la tabla de potencia.

5.1.3. Simulación convertidor reductor a MHz

A continuación se simula la PCB correspondiente al convertidor reductor de potencia de 1 MHz. A la hora de cargar el modelo del componente del LMG5200, se ha descubierto que Texas Instruments tiene encriptados los archivos de simulación de algunos de sus componentes. El archivo encriptado sólo puede evaluarse en dos programas de simulación. PSpice y TINA-TI. Por tanto no se ha podido hacer la simulación con el componente LMG5200. Se han usado unos MOSFETs para la simulación que se acercan al comportamiento real del LMG5200.

Para la simulación de los modelos tanto de la bobina como del condensador, se han usado datos de los cuales fueron elegidos en el diseño de este proyecto, en el apartado 4.2.

- Bobina. Datos del inductor de potencia que se han aplicado al programa para que la simulación se asemeje lo máximo posible a la realidad.

- $L = 1 \mu\text{H}$
- Resistencia en serie = $54 \text{ m}\Omega$
- Condensador. Datos del condensador que se han aplicado al programa para que la simulación se asemeje lo máximo posible a la realidad.
- $C = 1 \mu\text{F}$
- Resistencia en serie = $54 \text{ m}\Omega$

La señal continua de 24 V es la señal de entrada.

Se comprueba el rizado de corriente en la bobina y la tensión en el condensador para poder asegurar MCC.

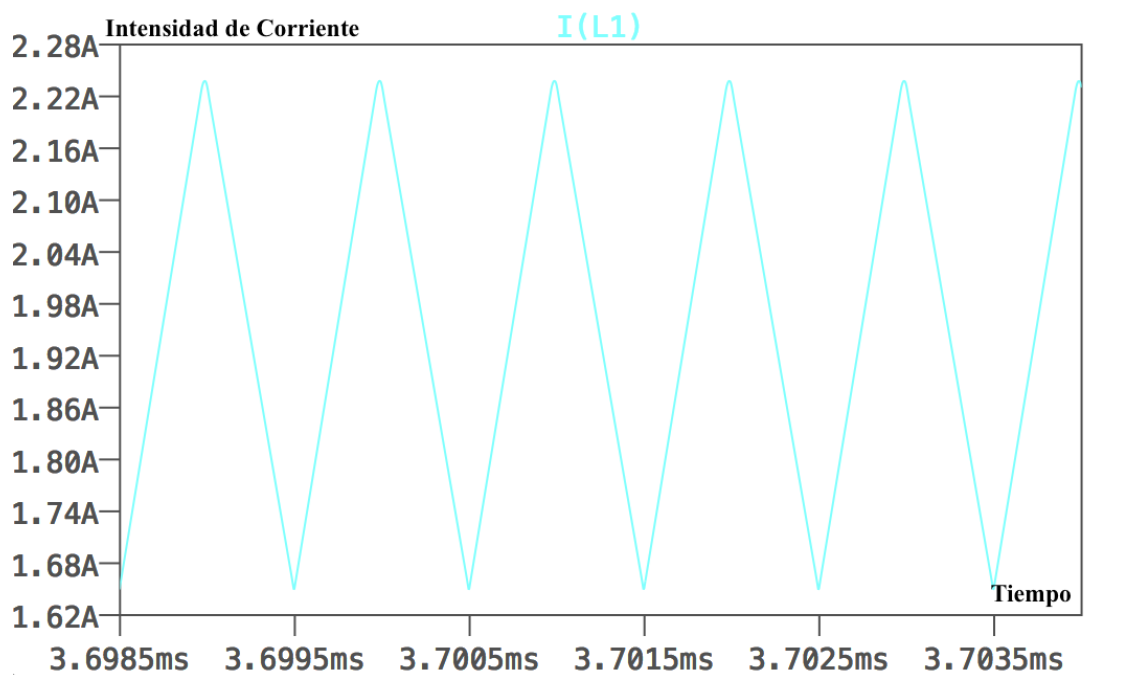


Fig. 5.8. Rizado de intensidad de corriente por la bobina correspondiente al convertidor a 1 MHz de frecuencia de conmutación.

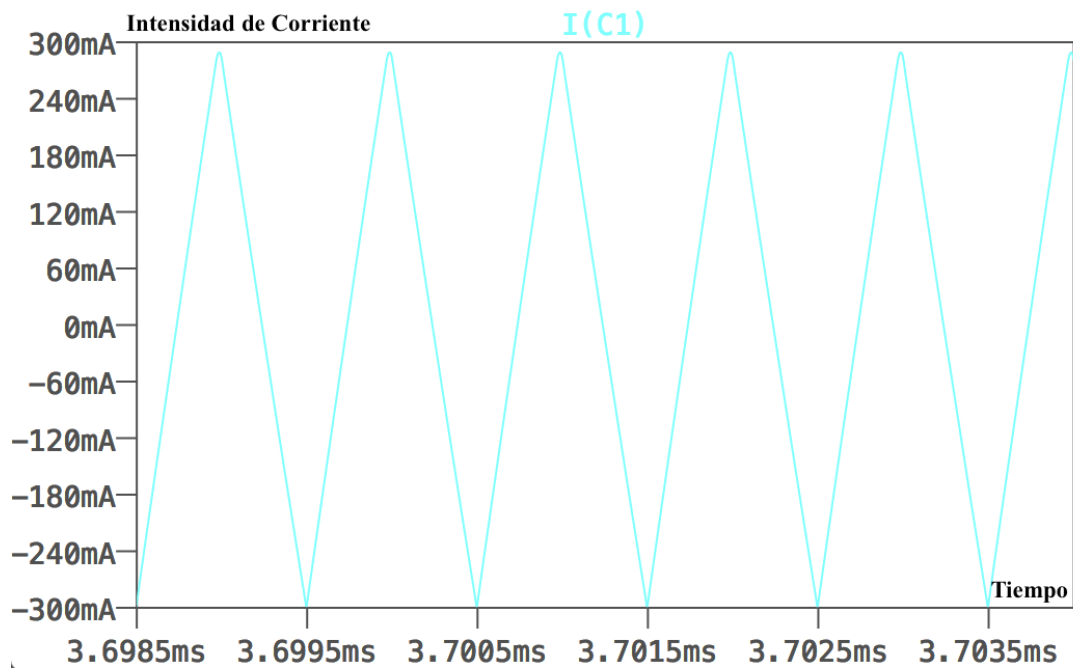


Fig. 5.9. Rizado de intensidad de corriente por el condensador correspondiente al convertidor a 1 MHz de conmutación.

Se muestran imágenes de la simulación de la tensión en la carga a valores de frecuencia de 100 kHz, 500 kHz y 1MHz.

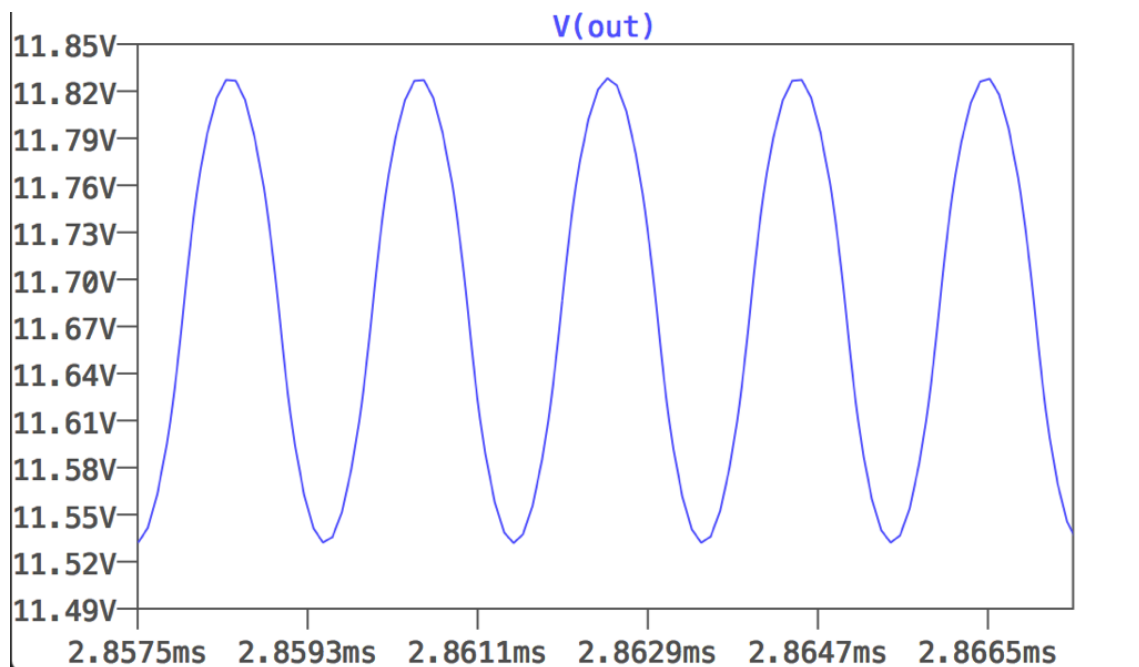


Fig. 5.10. Tensión en la carga del convertidor de 1 MHz a 100 kHz.

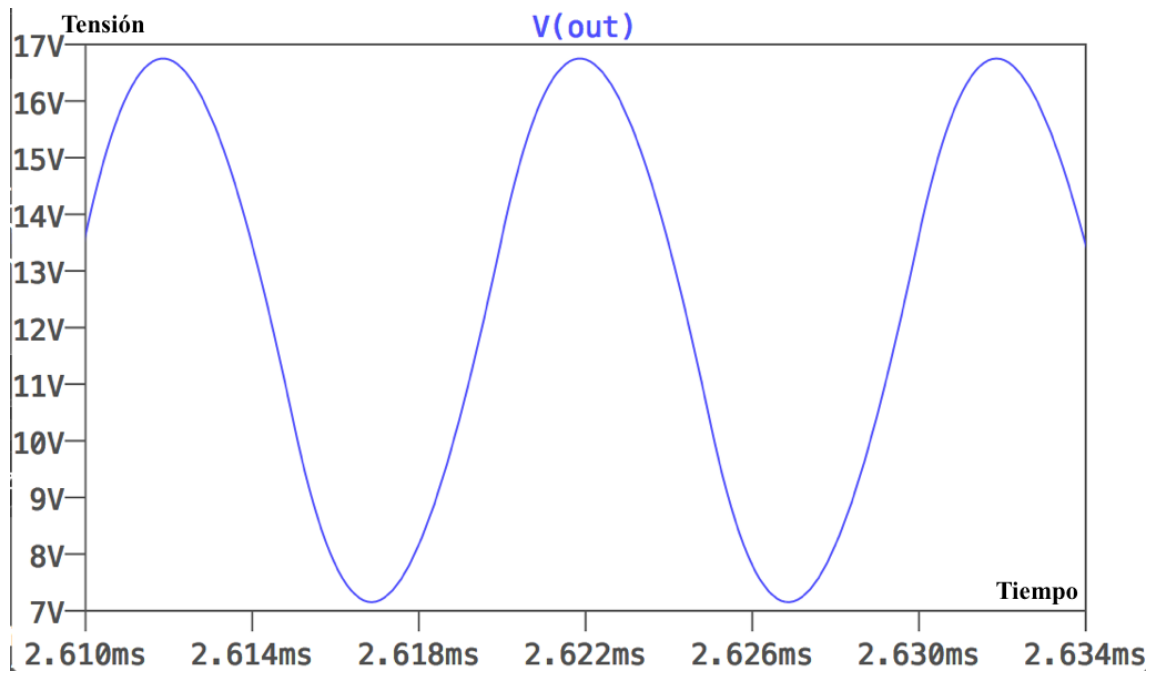


Fig. 5.11. Tensión en la carga del convertidor de 1 MHz a 500 kHz.

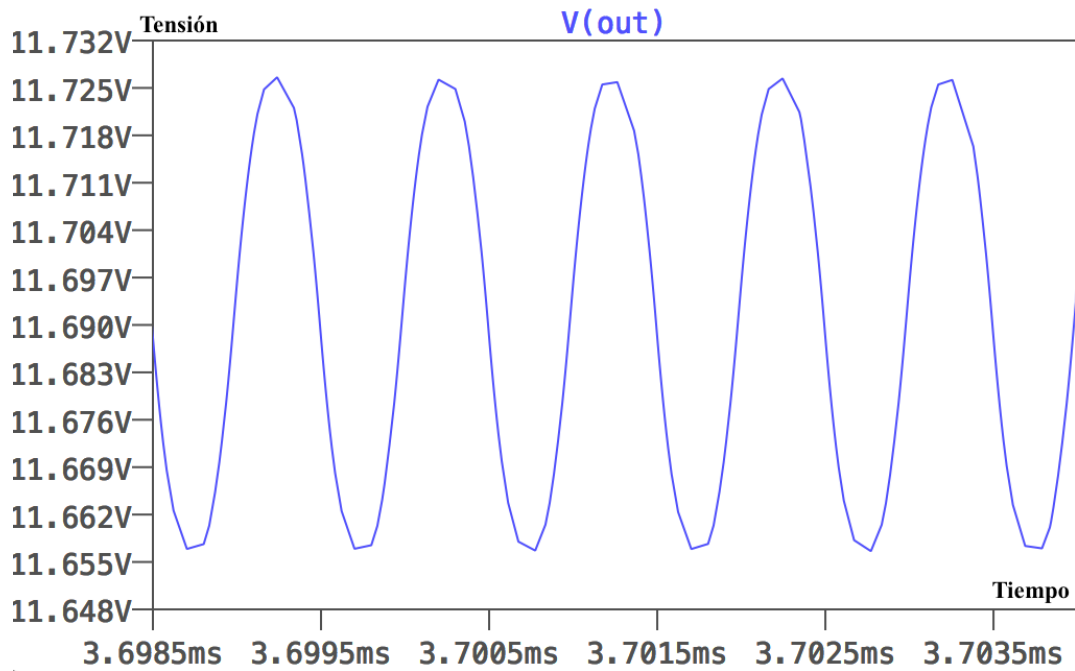


Fig. 5.12. Tensión en la carga del convertidor de 1 MHz a 1 MHz.

Haciendo uso de la fórmula 5.2 hallamos el rendimiento de para cada frecuencia elegido en el estudio en la simulación del circuito de potencia de 1 MHz.

TABLA 5.2.TENSIÓN E INTENSIDAD DE ENTRADA Y SALIDA PARA CADA FRECUENCIA DEL CONVERTIDOR DE 1 MHZ

Frecuencia (MHz)	Pe	Po	η
0,1	25,9069	25,7929	0,995599627898359
0,5	24,0193	22,7454	0,946963483531993
1	24,668	22,782	0,923544673260905

El rendimiento en para 100 kHz no es real, pues la señal de de tensión en la carga no es continua.

5.2. Medidas Experimentales

En este apartado del caso de estudio se centrará en la toma de medidas de las PCBs en el laboratorio. Para ello, se ha usado un osciloscopio proporcionado por el laboratorio de electrónica que se usará para comprobar la señal de disparo y asegurar el modo de conducción continua. Para medir la potencia de entrada y salida se han usado cuatro multímetros: dos de ellos funcionen como amperímetros y los otros dos como voltímetros.

Se han tomado medidas a distintas frecuencias, como se dijo en el apartado 5.1, en el mismo rango que las usadas en la simulación del programa LTSpice.

Con una fuente de tensión continua, se ha introduce la señal continua de 24 V correspondiente a la entrada de ambas tarjetas electrónicas.

El disparo de los MOSFETs se hace a través de una tarjeta de Texas Instruments [30] con microprocesador f28379d. En un principio se planteó la idea de programar los disparos con una tarjeta ARDUINO. El problema de esta tarjeta es que debido al reloj del microprocesador es complicado ajustar el valor de tiempo muerto al disparo de los MOSFETs. Con la tarjeta de Texas Instruments y sus bibliotecas se puede modificar rápidamente todas las características de la PWM.

Usando el programa Code Composer Studio [31] se programa el código para el microchip F28379D [32]. Gracias a la herramienta del buscador de ejemplos del programa, se puede averiguar el código de inicialización y modelización de las PWM. Se adapta el código para proporcionar la frecuencia de conmutación deseada teniendo en cuenta los tiempos muertos.

En los siguientes subapartados se hace referencia a las diferencias que hubo en la forma del estudio de las PCBs.

5.2.1. Medidas Experimentales sobre PCB correspondiente al convertidor reductor de 100 kHz

Se realiza el montaje de los componentes sobre la PCB en el laboratorio. La conexión final de la placa correspondiente a la PCB correspondiente al convertidor de potencia reductos a 100 kHz es mostrada en la siguiente imagen.

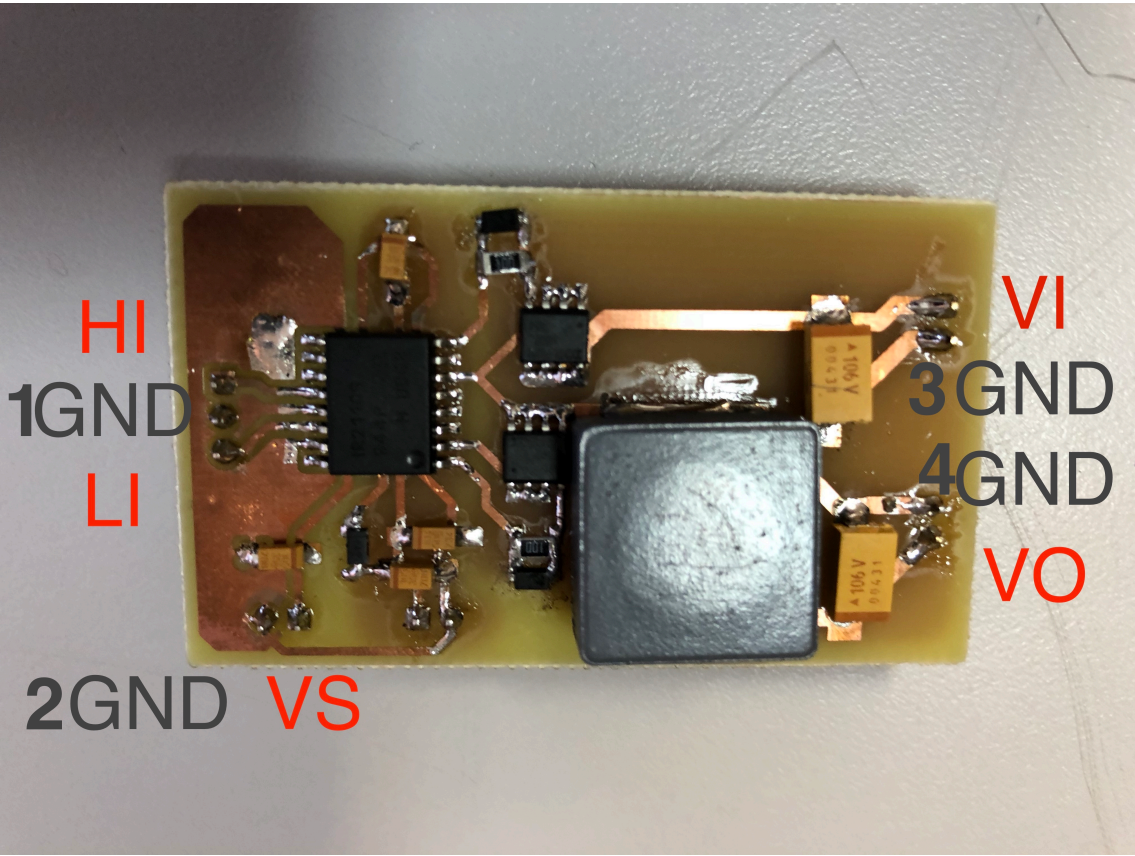


Fig. 5.13. PCB del convertidor reductor a 100 kHz. Montaje final de la tarjeta electrónica de baja frecuencia.

La Fig.5.13. sigue el esquema de conexión de las señales de trabajo de la tabla 5.3 .

TABLA 5.3. TABLA DE CONEXIÓN DE LA PCB CORRESPONDIENTE AL CIRCUITO REDUCTOR DE POTENCIA DE 100 KHZ

HI	PWM (Disparo)
LI	PWM complementaria (Disparo)
GND1	Tierra de la tarjeta de evaluación TI.
VS	Alimentación <i>driver</i> 15 V
GND2	Negativo de fuente de tensión 15 V
VI	Tensión de entrada al sistema 24 V
GND3	Negativo de fuente de tensión 24 V
VO+	Carga
GND4	Carga

Se encontró un problema a la hora de probar la tarjeta de circuito impreso y por restricciones de tiempo no se han conseguido tomar medidas válidas para su publicación. Se comentará los pasos y pautas a seguir en el caso de que la PCB funcionase correctamente.

En primer lugar habría que asegurar que el sistema trabaja en MCC, para ello, habría que medir el rizado de la corriente en la bobina y en el condensador. Esta PCB no está diseñada para poder medir con el osciloscopio dichas medidas. Para realizarlas sería necesario un ensayo destructivo, pues, para medir la intensidad en ambos componentes es necesario una conexión en serie. En el apartado 8.1 de mejoras se recomienda prever esta situación.

Una vez asegurado el MCC se procedería a medir la tensión e intensidad de corriente en valores de continua usando los multímetros.

- Tensión continua en la fuente de entrada. Se conecta en paralelo, es decir, el positivo de la fuente con el positivo del multímetro y el negativo de la fuente con el negativo del multímetro. El valor debería coincidir con el mostrado por el generador de tensión.
- Intensidad de corriente continua en la fuente de entrada. Se conecta en serie, es decir, el negativo de la fuente con el positivo del multímetro y el negativo del multímetro con VI. El valor debería coincidir con el mostrado por el generador de tensión.
- Tensión continua en la carga. Se conecta en paralelo, es decir, el positivo del multímetro con VO y el negativo del multímetro con GND4.
- Intensidad de corriente continua en la carga. Se conecta en serie, es decir, el positivo del multímetro con VO y el negativo del multímetro con la carga.

Se mostrarían las imágenes de la tensión en la carga para el mismo valor de frecuencias de conmutación usadas en la simulación para poder realizar un análisis comparativo entre ellas. Se crea y se recopilaría la información obtenida y se crearía la tabla 5.4. Se calcularía el rendimiento para las 3 frecuencias con la información recopilada, haciendo uso de la fórmula 5.2.

TABLA 5.4. TENSIÓN E INTENSIDAD DE ENTRADA Y SALIDA REAL PARA CADA FRECUENCIA DEL CONVERTIDOR REDUCTOR DE 1 KHZ

Frecuencia (kHz)	V_e	I_e	V_o	I_o	P_e	P_o	η
50							
100							
500							

5.2.2. Medidas Experimentales sobre PCB del convertidor reductor a 1MHz

El montaje y soldadura del LMG5200 es complejo a su tamaño y a la posición de los pines. Debido a razones prácticas, las pruebas se realizaron empleando un dispositivo ya montado disponible del Grupo de Sistemas Electrónicos de Potencia (GSEP) del Departamento de Tecnología Electrónica. Esta tarjeta solo incluye el propio componente y los condensadores de entrada. Por ello se debe añadir la bobina y el condensador de salida de forma externa como se observa en la Fig. 23. Puede acarrear pérdidas en el circuito.

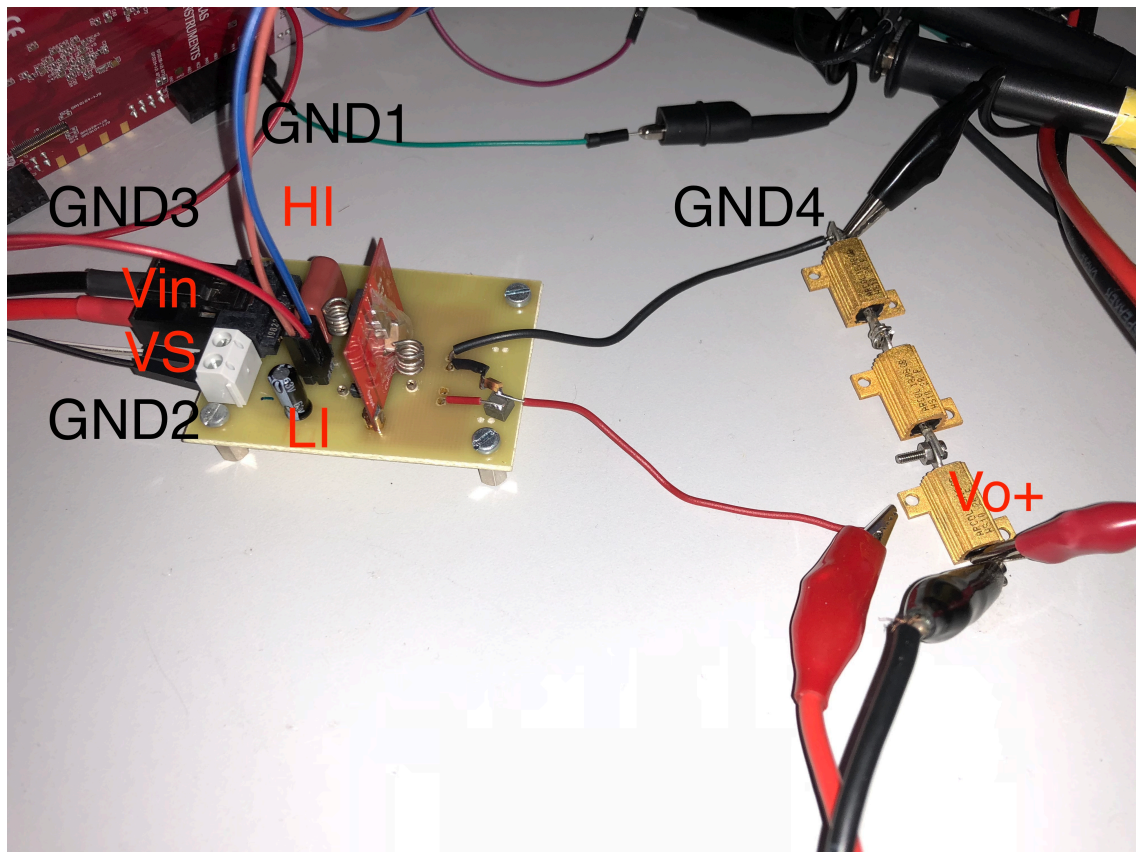


Fig. 5.14. Imagen de conexión del circuito correspondiente al convertidor reductor de potencia a MHz.

En la tabla 5.5 se muestra como se relaciona cada etiqueta de la Fig. 5.23. con las señales de trabajo.

TABLA 5.5. TABLA DE CONEXIÓN DE LA PCB DEL CONVERTIDOR REDUCTOR A 1 MHZ

HI Cable azul	PWM (Disparo)
LI Cable rojo	PWM complementaria (Disparo)
GND1 Cable morón	Tierra de la tarjeta de evaluación TI.
VS Cable blanco	Alimentación <i>driver</i> 5 V
GND2 Cable negro	Negativo de fuente de tensión 5 V
VI Cable rojo	Tensión de entrada al sistema 24 V
GND3 Cable negro	Negativo de fuente de tensión 24 V
VO+	Carga
GND4	Carga

Cuando se completó la conexión de la PCB, y se administró la tensión correspondiente que podemos ver en la tabla, se observó que el condensador de salida había fallado. La causa se debe a que, con el componente en mal estado, el circuito no se ha comportado como un convertidor reductor y, por tanto, no se han podido tomar medidas.

Debido al límite de tiempo, no ha sido posible cambiar de componentes reactivos para comprobar el rendimiento de la PCB del convertidor de 1 MHz. Se seguirá el mismo procedimiento descrito en el apartado 5.2.1. y se pautará el camino a seguir en caso de poder realizar las medidas del convertidor de 1 MHz.

Como en el apartado anterior, se comprueba que el sistema trabaja en MCC siguiendo las condiciones impuestas para el rizado de la bobina y el valor de condensador. Aunque para esta PCB tampoco se diseñó teniendo en cuenta que habría que cortar el circuito, la bobina y el condensador de salida no forman parte del circuito impreso. Esto quiere decir que se pueden separar los componentes para medir en serie la intensidad de corriente que circula por ellos sin realizar. En las propuestas de mejoras también se hacen sugerencias para este caso.

Después de comprobar que, efectivamente, se está trabajando en MCC, se calcula el rendimiento para las 3 frecuencias elegidas usando de nuevo la fórmula 5.2. Los datos que se han obtenido se han medido con los multímetros colocados de la siguiente manera según el punto de interés a medir:

- Tensión en la fuente de entrada. Se conecta en paralelo, es decir, el positivo de la fuente con el positivo del multímetro y el negativo de la fuente con el negativo del multímetro. El valor debería coincidir con el mostrado por el generador de tensión.
- Intensidad de corriente en la fuente de entrada. Se conecta en serie, es decir, el negativo de la fuente con el positivo del multímetro y el negativo del multímetro con VI. El valor debería coincidir con el mostrado por el generador de tensión.

- Tensión en la carga. Se conecta en paralelo, es decir, el positivo del multímetro con VO y el negativo del multímetro con GND4.
- Intensidad de corriente en la carga. Se conecta en serie, es decir, el positivo del multímetro con VO y el negativo del multímetro con la carga.

Se mostrarían las imágenes de tensión en la carga para las distintas frecuencias elegidas para el estudio. Se crearía después con los datos obtenidos, la siguiente tabla.

TABLA 5.6.TENSIÓN E INTENSIDAD DE ENTRADA Y SALIDA REAL PARA CADA FRECUENCIA DEL CONVERTIDOR A 1 MHZ

Frecuencia (MHz)	Ve	Ie	Vo	Io	Pe	Po	η
0,1							
0,5							
1							

6. PRESUPUESTO

A continuación se expone el presupuesto del proyecto.

La página de referencia para la compra de componentes ha sido Farnell [33]. Esta página web está especializada en venta de componentes electrónicos así como de material de instrumentación electrónico. Los precios de los componentes están referidos a este sitio web.

Se detallan los precios, calculados con PCB calculadora [34] de los componentes utilizados en el proyecto:

TABLA 6.1. COSTE DE COMPONENTES

Descripción	Unidades	Precio Unitario (€)	Precio final (€)
MOLEX <u>22-27-2021</u>	10	0,14	1,4
MOLEX <u>22-27-2031</u>	10	0,16	1,6
Condensador 10 uF AVX TPSD106K035R0125	2	3,42	6,84
Condensador 1 uF KEMET T498A105K035ATE10 K	7	0,60	4,2
Condensador 0,1 uF KEMET T491A104K035AT	1	0,45	0,45
MOSFET INFINEON IRF7854TRPBF	2	1,29	2,58
Bobina BOURNS SRP1770TA-101M	1	3,36	3,36
Bobina MURATA DFE201612P-1R0M=P 2	1	0,44	0,44
Resistencia 2 Ohm ARCOL HS10 2R F	3	3,90	11,7
Diodo 100V 300mA DIODES INC. 1N4148W-7-F	3	0,15	0,45
LMG5200 TEXAS INSTRUMENTS	1	11,93	11,93
IR2110s INFINEON	1	2,97	2,97
PCB 60,96x35,56	1	25,29	25,29
PCB 29,21x21,59	1	22,99	22,99

Descripción	Unidades	Precio Unitario (€)	Precio final (€)
Tarjeta Texas instrument F28379D	1	30,07	30,07
Cable Arduino x 40	1	0,61	0,61
Fixpoint 51065 Bobina de hilo de estaño (1 mm 100 gr.)	1	9,15	9,15
Multímetro DMM4040	4	1560,9	6243,6
Osciloscopio TBS2104	1	2286,9	2286,9
Soldador de estaño I-CON NANO UK	1	292,82	292,82
Total (€)			8959,35

T491A104K035AT [35]
1N4148W-7-F [36]

Los programas utilizados son todos OpenSoftware, por lo que no hay coste de licencias de software.

Se sigue la tabla de niveles salariales estipulado por le BOE (Boletín Oficial del Estado) Núm. 15 Miércoles 18 de enero de 2017 Sec. III. Pág. 4356 Ministerio de Empleo Y Seguridad Social 542 Resolución de 30 de diciembre de 2016, de la Dirección General de Empleo, por la que se registra y publica el Convenio colectivo del sector de empresas de ingeniería y oficinas de estudios técnicos. El alumno pertenece al nivel 1.

	Mes × 14	Anual
Nivel 1. Licenciados y titulados 2.º y 3.º ciclo universitario y Analista	1.687,02	23.618,28
Nivel 2. Diplomados y titulados 1.º ciclo universitario. Jefe Superior	1.253,16	17.544,24
Nivel 3. Técnico de cálculo o diseño, Jefe de 1.ª y Programador de ordenador	1.208,40	16.917,60
Nivel 4. Delineante-Proyectista, Jefe de 2.ª y Programador de maq. Auxiliares	1.107,87	15.510,18
Nivel 5. Delineante, Técnico de 1.ª, Oficial 1.ª Admtvo. y Operador de ordenador	968,23	13.555,22
Nivel 6. Dibujante, Técnico de 2.ª, Oficial 2.ª Admtvo., Perforista, Grabador y Conserje . . .	834,17	11.678,38
Nivel 7. Telefonista-Recepcionista, Oficial 1.ª oficios varios, y Vigilante	806,20	11.286,80
Nivel 8. Auxiliar Técnico, Auxiliar Admtvo., Telefonista, Ordenanza, Personal de limpieza y Oficial 2.ª oficios varios	750,38	10.505,32
Nivel 9. Ayudante oficios varios	698,24	9.775,36

Fig. 6.1. Tabla salarial del convenio colectivo de empresas de ingeniería y oficinas de estudios técnicos.

Se calcula el precio precio de mano de obra siguiendo las especificaciones del convenio colectivo de empresas de ingeniería y oficinas de estudios técnicos. Según el contrato por obra que estipula 1800 horas máximas permitidas al año.

TABLA 6.2. COSTE DE MANO DE OBRA

Coste de mano de obra (€/h)	Horas (h)	Salario (€)
11,25	450,00	5062,5

Sumando el coste total de las tablas anteriores obtenemos:

TABLA 6.4. COSTE TOTAL

Dato	Coste(€)
Coste de material	8959,35
Coste mano de obra	5062,5
Total	14021,85

El coste total del proyecto asciende a catorce mil veinte y uno euros con ochenta y cinco céntimos de euro. Todos los costes están calculados con IVA.

7. CONCLUSIONES

Tras la realización de este trabajo, se muestra la comparación entre ambas PCBs para alcanzar las siguientes conclusiones:

TABLA 7.1. COMPARACIÓN ENTRE LAS TARJETAS ELECTRÓNICAS

	100 kHz	1 MHz
Dimensiones (mm)	60,96x35,56	29,21x21,59
Área del circuito impreso (cm²)	21,67	6,3
Densidad de potencia (W/cm³)	1,582	19,047
Rendimiento según especificaciones iniciales (simulaciones)	0,9873	0,9235
Coste (€)	44,0100	24,4900

La densidad de potencia viene definida por el componente de mayor altura de la tarjeta electrónica, en el caso de la PCB de 100 kHz es la bobina ; en el caso de la PCB de 1 MHz es el *driver*.

El precio está calculado para los componentes electrónicos, conectores y la tarjeta de circuito impreso.

El rendimiento del convertidor de 100 kHz se ha simulado correctamente, y hemos obtenido valores que se acercan a la realidad. La dificultad de sincronizar el disparo de control de los MOSFETs en la simulación del circuito de 1 MHz, proporciona valores aceptables pero no son los esperados. Por el límite de tiempo de estudio no se puede diagnosticar correctamente este hecho.

Se observa que la tarjeta electrónica del convertidor de potencia reductor a 1 MHz es tres veces más pequeña que la PCB del circuito de potencia reductor a 100 kHz. Visualmente esta diferencia es bastante significativa, pero si se observa la relación entre densidad de potencia, se obtiene una proporción 12 veces superior en la PCB correspondiente a 1 MHz. Debido a que no se ha podido obtener el modelo “.spice” del componente LMG5200, el modelo elegido para la simulación no ha dado buenos resultados.

Si se realiza una comparación entre los componentes reactivos de la parte del circuito de potencia entre ambos circuitos impresos sería entre 3 componentes: *driver*, condensador de salida y bobina.

- *Driver*. La diferencia entre ambos radica en la tecnología de Si para el IR2110s y GaN para LMG5200. Teniendo en cuenta que LMG5200 incorpora sus propios MOSFETs, el volumen a

comparar entre ambos sería, por un lado el *driver* LMG5200 y por otro, el IR2110s añadiendo el volumen de los MOSFETs.

- El volumen de LMG5200 es 96 mm².
- Volumen IR2110s más IFR7854 es 353,425 mm².

Usar el semiconductor de tecnología GaN supone una reducción en el tamaño del *driver* y MOSFETs del 72,83%.

- Condensador de salida. En ambos circuitos de potencia se utiliza la misma tecnología en los condensadores, condensadores de tantalio MnO₂. Al reducir el valor del condensador también disminuimos su volumen
- El volumen de TPSD106K035R0125 (1 MHz) es 88,914 mm².
- El volumen de T498A105K035ATE10K (100 kHz) es 8,192 mm².

Usar la tecnología GaN supone una reducción de tamaño en el condensador del 90,7%.

- Bobina. Ambas bobinas son de núcleo de hierro en polvo. De nuevo, además de diferenciarse en el valor de inductancia, también lo hacen en el tamaño del componente.
- El volumen de 1958,87 mm².
- El volumen de 3,84 mm².

Usar la tecnología GaN supone una reducción de tamaño en la bobina del 99,8%.

No se ha podido realizar las medidas experimentales de las tarjetas de circuito impreso de ambos reductores por falta de tiempo. En otro caso, se podría haber encontrado los problemas relativos a las tarjetas para su mejor diseño y puesta a punto.

Como se observa en la tabla 7.1. se han comparado los dos diseños de circuitos electrónicos a distinta frecuencia de conmutación: rendimiento, tamaño, densidad de potencia y coste. El circuito correspondiente a 1 MHz de frecuencia de conmutación tiene mejores prestaciones. Esto quiere decir que los transistores semiconductores GaN mejoran en rendimiento a la vez que se reduce su tamaño al trabajar en alta frecuencia. Por tanto, se ha cumplido el objetivo del proyecto, comparar el rendimiento y tamaño entre dos circuitos reductores de potencia y observar que la frecuencia influye en el resultado.

Tras completar el objetivo principal de este proyecto, se enumeran las tareas y conocimientos conseguidos en el transcurso:

- Se ha profundizado en el estudio del convertidor reductor en modo de conducción continua.
- Se ha adquirido conocimiento sobre el diseño de una tarjeta electrónica desde cero. Tanto el tema relacionado con el diseño como con montaje.
- Se ha adquirido conocimientos sobre simulaciones acerca del programa LTSpice.

- Se ha adquirido conocimiento sobre el programa Ccstudio.

Debido a una mal conexión de la fuente de tensión a la PCB, se produjo un cortocircuito que ocasionó el fallo de la tarjeta de evaluación de Texas Instruments (con microprocesador F28069M) proporcionada en un primer momento. Este fallo se produjo después de la programación de pulsos y previo a la toma de datos. Al cambiar de tarjeta y, por tanto, de microprocesador, el código varía levemente.

7.1. Propuestas de mejoras

Para la mejora de este proyecto y trabajos futuros se van a proponer varios casos de estudios:

- Se propone terminar el cálculo de rendimiento correspondiente a ambos convertidores reductores de potencia de forma experimental para poder completar las tablas del apartado 5.2. y poder corroborar en la realidad los cálculos teóricos y las simulaciones.
- Como propuesta de mejora de proyecto se plantea la idea de tomar los datos experimentales diseñando una tarjeta adicional, específicamente diseñada para la toma de medidas con el osciloscopio, que sea versátil para ambas PCB. La tarjeta podría asemejarse a la utilizada para las medidas experimentales del apartado 5.2.2.
- Se puede añadir al proyecto un lazo de control, que auto regule la PWM frente a causas externas. Permitiendo un estudio más extenso frente a variación de la tensión de entrada y la carga.

8. BIBLIOGRAFÍA

- [1] C.Ramos Marquez. (2015, junio 24). Quién inventó el ordenador y sus historia [En línea]. Disponible: <https://www.brandominus.com/quien-invento-ordenador/>
- [2] Tecnología, “Aprende Electrónica” [En línea]. Disponible: <http://www.areatecnologia.com/Electronica.htm>
- [3] Efficient Power Conversion Corporation, “What is GaN?”, epc-co.com, 2018. [En línea]. Disponible: <https://epc-co.com/epc/GalliumNitride/WhatIsGaN.aspx>
- [4] Intel, “50 year of Moore’s Law”, Intel.com, 2018. [En línea]. Disponible: <https://www.intel.com/content/www/us/en/silicon-innovations/moores-law-technology.html>.
- [5] Sistema de conservación y prospectiva tecnológica. “Monografías del SPOT, Tecnología de Semiconductores GaN y SiC”, Ministerio de Defensa. (1era ed.) 2011. [En línea]: https://publicaciones.defensa.gob.es/media/downloadable/files/links/m/o/monografia_sopt_8.pdf
- [6] Infineon Technologies AG, “Gallium Nitride (GaN)”, infineon.com, 2018. [En línea]. Disponible: <https://www.infineon.com/cms/en/product/power/wide-band-gap-semiconductors-sic-gan/gallium-nitride-gan/#Gan1>
- [7] GaN Systems, “Home” [En línea]: <https://gansystems.com>
- [8] Fira de Barcelona, “IOT Solutions - world congress/The Leading IOT Industry Event”, IoT Solutions World Congress, 2018. [Online]. Available: https://www.iotsworldcongress.com/the-event/visit-passes/?amc=searchpaid.elogia.42885.50284.85691.iot-brand-es.event-es&utm_source=paidsearch&utm_medium=search&utm_campaign=captacionvisitante&utm_term=a&utm_content=1&gclid=Cj0KCCQjwuafdB RDmARIsAPpBmVWUY817--f0jwNRgwVWTMz_xzAeNBg-nb6KvytH5QAPes_gxiA9OG4aAl6FEALw_wcB.

[9] Dispositivos Wearables, “¿Qué es Wearable?-Los dispositivos vestibles”, [En línea]: <http://www.dispositivoswearables.net>

[10] “Convertidores CC/CC conmutados”, notas de clase para 15697, Dpto. Tecnología Electrónica, Universidad Carlos III de Madrid, Diciembre 2010.

[11] Infineon Technologies AG, “IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF”, Infineon, Estados Unidos, PD60147 rev.U, 2015. [En línea]. Disponible: <https://www.infineon.com/>

[12] Texas Instrments Incorporated, “GaN TECHNOLOGY PREVIEW LMG5200 80-V, GaN Half-Bridge Power Stage”, Texas Instruments, SNOSCY4B, 2015. [En línea]. Disponible: <http://www.ti.com>

[13] Infineon Technologies AG, “IRF7854PbF”, Infineon, Estados Unidos, PD-97172, 2015. [En línea]. Disponible: <https://www.infineon.com/>

[14] Bourns, Inc, “Shielded Power Inductor”, Bourns, Estados Unidos, SRP1770TA Series, 2013 [En línea]. Disponible: <http://www.bourns.com/>

[15] AVX Corporation, “TPS Automotive Range”, AXV, Estados Unidos, 012816, 2018. [En línea]. Disponible: <https://es.farnell.com/>

[16] Murata Manufacturing Co., Ltd, “Inductor Data Sheet”, MuRata, Japón, DFE201612P-1R0M, 2017 [En línea]. Disponible: <http://www.murata.com/>

[17] Kemet Electronics Corporation, “T498 Automotive Grade MnO₂ 150°C”, Kemet, Estados Unidos, T2053_T498_AUTO, 2018. [En línea]. Disponible: <http://www.kemet.com>

[18] KiCad EDA, kicad-pcb.org, 2018. [En línea]. Disponible: <http://kicad-pcb.org>

[19] RincónIngenieril, “KiCad-Introducción”, *Youtube*, 7 de marzo de 2015. [Video en línea]. Disponible: <https://www.youtube.com/watch?v=IU2Gf3N5FKU&list=PLZSon0M-jxwpjtdCv7tn4ctO5AwBz124T>

[20] RincónIngenieril, “KiCad-Crear componentes”, *Youtube*, 14 de marzo de 2015. [Video en línea]. Disponible: https://www.youtube.com/watch?v=ERNaODppg_g&index=2&list=PLZSon0M-jxwpjtdCv7tn4ctO5AwBz124T&frags=pl%2Cwn

[21] RincónIngenieril, “KiCad-Configurar página”, *Youtube*, 21 de marzo de 2015. [Video en línea]. Disponible: <https://www.youtube.com/watch?v=Ukogaz7hNzc&list=PLZSon0M-jxwpjtdCv7tn4ctO5AwBz124T&index=3&frags=pl%2Cwn>

[22] RincónIngenieril, “KiCad-CvPCB y NetList”, *Youtube*, 11 de abril de 2015. [Video en línea]. Disponible: <https://www.youtube.com/watch?v=b4kjR59wWm0&list=PLZSon0M-jxwpjtdCv7tn4ctO5AwBz124T&index=4&frags=pl%2Cwn>

[23] RincónIngenieril, “KiCad-Creación PCB”, *Youtube*, 18 de abril de 2015. [Video en línea]. Disponible: <https://www.youtube.com/watch?v=97bb8JzCrmw&list=PLZSon0M-jxwpjtdCv7tn4ctO5AwBz124T&index=6&frags=pl%2Cwn>

[24] RincónIngenieril, “KiCad-Creación Footprints”, *Youtube*, 25 de abril de 2015. [Video en línea]. Disponible: <https://www.youtube.com/watch?v=FD41Q9fx5gw&list=PLZSon0M-jxwpjtdCv7tn4ctO5AwBz124T&index=5&frags=pl%2Cwn>

[25] Texas Instruments Incorporated, “The TMS320F2837xD Architecture: Achieving a New Level of High Performance”, Texas Instruments, SPRT720, 2016. [En línea]. Disponible: <http://www.ti.com/lit/an/sprt720/sprt720.pdf>

[26] Analog Devices, Inc. “LTspice”, analog.com, 2018. [En línea]. Disponible: <http://www.analog.com/en/design-center/design-tools-and-calculators/ltspice-simulator.html>

[27] F.G.Zacchigna, “Tutorial Rápido de LTSpice”, Facultad de Ingeniería. Universidad de Buenos Aires, Argentina, 66.25 - Dispositivos Semiconductores, 2018. [En línea]. Disponible: <http://materias.fi.uba.ar/6625/TPs/Tutoriales/Tutorial%20Rapido%20de%20LTSpice.pdf>

[28] Enrique. (2016, octubre 8). Cómo Añadir Componentes A LTspice. ¡Personaliza El Software! [En línea]. Disponible: <http://www.educachip.com/componentes-a-ltspice/>

[29] I. AG, "Semiconductor & System Solutions - Infineon Technologies", *Infineon.com*, 2018. [En línea]. Disponible: <https://www.infineon.com/cms/en/>.

[30] Texas Instruments Incorporated, “TI Home”, *ti.com*, 2018. [En línea]. Disponible: <http://www.ti.com>

[31] Texas Instruments Incorporated, “Code Composer Studio (CCS) Integrated Development Environment (IDE)”, 2018. [En línea]. Disponible: <http://www.ti.com/tool/CCSTUDIO#technicaldocuments>

[32] Texas Instruments Incorporated, “TMS320x2833x, 2823x Enhanced Pulse Width Modulator (ePWM) Module”, Texas Instruments Incorporated, Estados Unidos, Informe técnico SPRUG04A, 2010. [En línea]. Disponible: <http://www.ti.com/lit/ug/sprug04a/sprug04a.pdf>

[33] Farnell Components SL, “Farnell element14 España”, *es.farnell.com*, 2018. [En línea]. Disponible: <https://es.farnell.com/>

[34] PCBYA Prototypes, “PCB Calculadora Online”, 2018. [En línea]. Disponible: <http://www.pcbya.com/es/calculator.php>

[35] Kemet Electronics Corporation, “T491A104K035AT”, Intellidata, Estados Unidos, B45196E6104K109, 2017. [En línea]. Disponible: <http://www.kemet.com>

[36] Diodes Incorporated, “SURFACE MOUNT FAST SWITCHING DIODE”, Diodes, Estados Unidos, DS30086, 2016. [En línea]. Disponible: <https://es.farnell.com/>